

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2004 年 7 月 29 日 (29.07.2004)

PCT

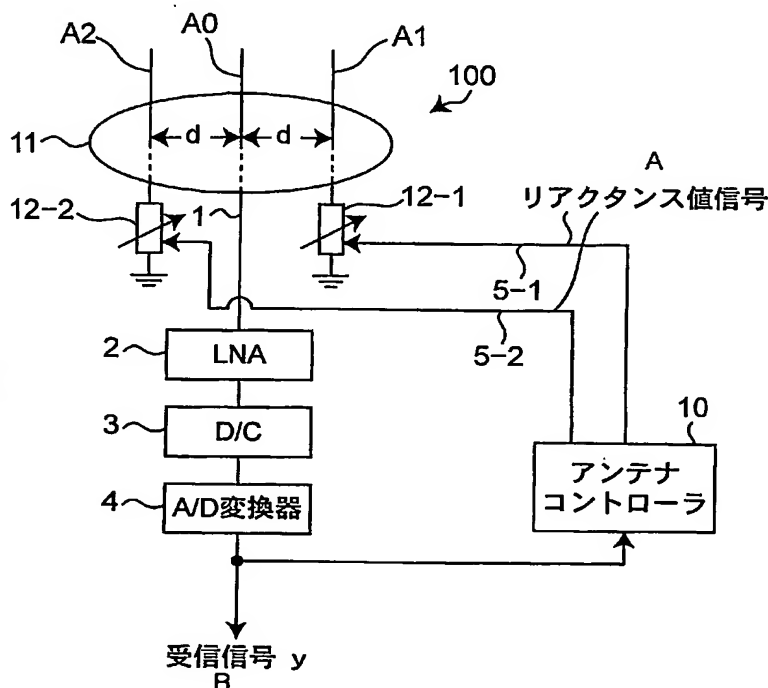
(10) 国際公開番号
WO 2004/064194 A1

- (51) 国際特許分類: H01Q 3/44 (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 株式会社国際電気通信基礎技術研究所 (ADVANCED TELECOMMUNICATIONS RESEARCH INSTITUTE INTERNATIONAL) [JP/JP]; 〒6190288 京都府相楽郡精華町光台二丁目 2 番地 2 Kyoto (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2004/000072
- (22) 国際出願日: 2004 年 1 月 8 日 (08.01.2004)
- (25) 国際出願の言語: 日本語 (72) 発明者: および (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 澤谷 琢磨 (SAWATANI, Takuma) [JP/JP]; 〒6190288 京都府相楽郡精華町光台二丁目 2 番地 2 株式会社国際電気通信基礎技術研究所内 Kyoto (JP). 飯草 恭一 (IGUSA, Kyoichi) [JP/JP]; 〒6190288 京都府相楽郡精華町光台二丁目 2 番地 2 株式会社国際電気通信基礎技術研究所内 Kyoto (JP). 太郎丸 眞 (TAROMARU, Makoto) [JP/JP]; 〒6190288 京都府相楽郡精華町光台二丁目
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願2003-002297 2003 年 1 月 8 日 (08.01.2003) JP
特願2003-066871 2003 年 3 月 12 日 (12.03.2003) JP
特願2003-166848 2003 年 6 月 11 日 (11.06.2003) JP

[続葉有]

(54) Title: ARRAY ANTENNA CONTROL DEVICE AND ARRAY ANTENNA DEVICE

(54) 発明の名称: アレーアンテナの制御装置及びアレーアンテナ装置



A...REACTANCE VALUE SIGNAL
4...A/D CONVERTER
10...ANTENNA CONTROLLER
B...RECEPTION SIGNAL y

(57) Abstract: An array antenna device (100) includes an excitation element (A0) for receiving a radio signal transmitted, two non-excitation elements (A1, A2), and two variable reactance elements (12-1, 12-2) connected to the non-excitation elements (A1, A2), respectively. By changing the reactance value set in them, the directivity characteristic is changed. In order to obtain a diversity gain above a predetermined value according to the radio signal received, an antenna controller (10) selects and sets one reactance value set according to the signal quality of each radio signal for the two valuable reactance elements (12-1, 12-2) from a first case when a first reactance value set is set and a second case when a second reactance value set is set.

(57) 要約: アレーアンテナ装置 (100) は、送信された無線信号を受信するための励振素子 (A0) と、2つの非励振素子 (A1, A2) と、各非励振素子 (A1, A2) にそれぞれ接続された2つの可変リアクタンス素子 (12-1, 12-2) とを備えて構成され、それらに設定するリアクタンス値を変化させてその指向特性を変化させる。アンテナコントローラ (10) は受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られるように、2つの可変リアクタンス素子 (12-1, 12-2) に対して第1のリアクタンス値セットを設定する第1の場合と、それらに対して第2のリアクタンス値

セットを設定する第2の場合のうち、各無線信号の各無線信号の信号品質に基づいて1つのリアクタンス値セットを選択して設定する。



2 番地 2 株式会社国際電気通信基礎技術研究所内 Kyoto (JP). 大平 孝 (OHIRA, Takashi) [JP/JP]; 〒6190288 京都府相楽郡精華町光台二丁目 2 番地 2 株式会社国際電気通信基礎技術研究所内 Kyoto (JP). 荒木 晃司 (ARAKI, Kouji) [JP/JP]; 〒6190288 京都府相楽郡精華町光台二丁目 2 番地 2 株式会社国際電気通信基礎技術研究所内 Kyoto (JP).

(74) 代理人: 河宮 治, 外(KAWAMIYA, Osamu et al.); 〒5400001 大阪府大阪市中心区城見1丁目 3 番 7 号IMPビル 青山特許事務所 Osaka (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

規則4.17に規定する申立て:

— JPの指定のための不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て (規則4.17(v))

添付公開書類:

— 国際調査報告書
— 不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

明 細 書

アレーアンテナの制御装置及びアレーアンテナ装置

技術分野

- 本発明は、アレーアンテナの制御装置及びアレーアンテナ装置に関し、特に、
- 5 空間的ダイバーシティを実現する 3 素子以上の複数素子を有するアレーアンテナの制御装置及びアレーアンテナ装置に関する。

背景技術

- 無線通信のブロードバンド化に伴い、ノートパソコンや P C M C I A カードなどのユーザ端末装置に搭載するアンテナ装置も高機能及び高性能が求められるようになってきた。必要とされる機能として、例えば、到来する無線信号からマルチパスフェージングを除去することが挙げられる。マルチパスフェージングは、ひとつの信号源から送信された波動が複数の経路を伝搬し、受信点において信号が同振幅かつ逆位相でキャンセルされるときに、激しいレベル低下が発生する現象である。屋外無線基地局において受信する場合には、マルチパスの経路による到来波の角度広がり是比较的狭い。しかし、ユーザ端末装置がある室内環境においては、360度全方位に広がるマルチパス波の到来が生じる。
- 10
- 15

当該明細書において引用する、先行技術である特許文献及び非特許文献は以下の通りである。

- 20 (1) 日本国特許出願公開 2002-118414 号公報（以下、特許文献 1 という。）。

- (2) T. Ohira et al., "Electronically steerable passive array radiator antennas for low-cost analog adaptive beamforming," 2000 IEEE International Conference on Phased Array System & Technology pp. 10
- 25 1-104, Dana point, California, May 21-25, 2000（以下、非特許文献 1 という。）。

- (3) 大平孝ほか，“エスパアンテナの等価ウェイトベクトルとその勾配に関する基本的定式化”，電子情報通信学会技術研究報告，電子情報通信学会発行，

AP 2001-16, SAT 2001-3, p. 15-20, 2002年5月
(以下、非特許文献2という。)

(4) 青山直樹ほか, “アンテナ素子間の相互結合を用いたCOFDMの簡易
ダイバーシティ受信方式”, 電子情報通信学会総合大会講演論文集, 電子情報
5 通信学会発行, B-5-224, p. 695, 2002年3月27日-30日
(以下、非特許文献3という。)

(5) 大平孝ほか, “エスパアンテナの等価ウェイトベクトルとアレーファク
タ表現式”, 電子情報通信学会技術研究報告, AP 2000-44, p. 7-
14, 2002年7月(以下、非特許文献4という。)

10 (6) M. Murase et al., "Propagation and antenna measurements usi
ng antenna switching and random field measurements", IEEE Trans
actions on Vehicular Technology, Vol. 43, No. 3, pp. 537-541, Augu
st 1994(以下、非特許文献5という。)

(7) 新井宏之, “新アンテナ工学”, pp. 151-155, 総合電子出版
15 社, 1996年4月9日第1版発行(以下、非特許文献6という。)

(8) A. J. Rustako et al., "Performance of feedback and switch spa
ce diversity 900 MHz FM mobile radio systems with Rayleigh fading
", IEEE Transactions on Communication, Vol. COM-21, pp.1257-126
8, November 1973(以下、非特許文献7という。)

20 (9) A. Afrashteh et al., "Performance of a novel selection diversity
technique in an experimental TDMA system for digital portable radi
o communications", Conference Record Globecom '88 Hollywood, pp.
810-814, November 1988(以下、非特許文献8という。)

(10) Y. Akaiwa, "Antenna selection diversity for framed digital sig
25 nal transmission in mobile radio channel", Proceeding of 39th IEEE
Vehicle Technology Conference, pp.470-473, 1989(以下、非特許文献
9という。)

(11) J. G. Proakis, "Digital communications", 3rd Edition, McGra

w-Hill, New York, 1995（以下、非特許文献10という。）。

（12）太郎丸真ほか，“エスパアンテナのリアクタンス空間から等価ウェイトベクトル空間への写像に関する考察”，電子情報通信学会研究技術報告，電子情報通信学会発行，RCS2002-179，pp. 43-48，2002年10月（以下、非特許文献11という。）。

（13）大平孝ほか，“リアクタンスダイバーシティのための2素子エスパアンテナの基本理論”，電子情報通信学会研究技術報告，電子情報通信学会発行，AP2002-93，pp. 13-18，2002年10月（以下、非特許文献12という。）。

10 ところで、携帯型端末装置やPCカード等に搭載されるには、当該アンテナ装置は、小型軽量であること、民生コンシューマ品として受け入れられるコストであること、かつ、バッテリー駆動に耐えうる低消費電力動作であること、などの制約が課せられる。以上の制約を満たすアンテナ装置として、例えば、特許文献1や非特許文献1，2，4において、電子制御導波器アレーアンテナ装置（Electronically Steerable Passive Array Radiator Antenna）が提案されてい

15 この電子制御導波器アレーアンテナ装置は、無線信号が給電される励振素子と、この励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられ、無線信号が給電されない6個の非励振素子と、この非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とから成るアレーアンテナを備え、上記可変リアクタンス素子のリアクタンス値をそれぞれ変化させることにより、当該アレーアンテナの指向特性を変化させることができる。なお、例えば、アンテナ素子間隔が波長の1/10という狭間隔である2素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置であっても空間ダイバーシティ効果が得られるという数値シミュレーション例が報告されて

20 25 いる（非特許文献3参照。）。

特許文献1及び非特許文献3に示されたアンテナ装置は、設定されるリアクタンス値を決定するために、リアクタンス値を微細に（ほぼ連続的に）変化させる適応制御処理を行っている。この適応制御処理では、複雑な処理アルゴリ

ズムと、それを実行するためのコントローラとを必要とし、さらに、上記コントローラは、可変容量ダイオードに設定するリアクタンス値信号を発生するための制御電圧発生用D/Aコンバータを必要とするので、アンテナ装置の構成が複雑になり、装置の大きさとコストとが増大する。

- 5 非特許文献3に示されたアンテナ装置は、図5-1に示すように、所定の間隔 d で並置されてなる2つのアンテナ素子 A_0 、 A_1 を備えて構成され、非励振素子であるアンテナ素子 A_1 に例えば可変容量ダイオードである可変リアクタンス素子12が接続されている。このとき、可変リアクタンス素子12への制御電圧を変化することにより、図5-2に示すように、可変リアクタンス素子12
- 10 2のリアクタンス値 X_1 を変化させることができるが、励振素子であるアンテナ素子 A_0 の給電ポートにおける入力インピーダンス Z_{in} も変化するという問題点があった。すなわち、当該2素子のアンテナ装置では、装荷するリアクタンス値の変化に対してアンテナ装置の入力インピーダンスの変化が大きく、給電系まで含めた整合設計がきわめて難しいという問題点があった。
- 15 なお、2素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置において、リアクタンスを2状態に制御し、これらのうちの受信電力の高い方を選択する制御方法については、例えば非特許文献12において開示されているが、3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置についてはその制御方法は複雑であり、確立されていなかった。

- 20 また、3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置において、小型・軽量であって、薄型のアレーアンテナ装置が望まれていた。

本発明の第1の目的は以上の問題点を解決し、3素子以上の電子制御導波器アレーアンテナ装置において、従来技術に比較してハードウェア構成や制御がきわめて簡単であり、マルチパスフェージングが存在するときのアンテナ利得

25 を大きく改善することができ、しかも可変リアクタンス素子の素子値の変化に伴ってアンテナの入力インピーダンスを実質的に変化させることがないアレーアンテナの制御装置を提供することにある。

また、本発明の第2の目的は、3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置

において、小型・軽量であって、薄型のアレーアンテナ装置を提供することにある。

発明の開示

第1の発明に係るアレーアンテナの制御装置は、送信された無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた複数本の非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された複数の可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子に設定するリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子を導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置である。ここで、上記アレーアンテナの制御装置は、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られるように、複数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する複数の場合のうち、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質に基づいて、所定の選択基準に従って、上記複数組のリアクタンス値セットのうちの1つのセットを選択して上記複数の可変リアクタンス素子に設定する制御手段を備えたことを特徴とする。

上記アレーアンテナの制御装置において、上記複数の場合は、好ましくは、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ上記アレーアンテナの入力インピーダンスが実質的に変化しないように、複数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する場合である。

また、上記アレーアンテナの制御装置において、上記各無線信号の信号品質は、好ましくは、信号強度と、信号電力と、信号対雑音比と、信号に対する干渉雑音を含む雑音の比と、搬送波信号対雑音比と、ビット誤り率と、フレーム誤り率と、パケット誤り率とのうちのいずれか1つを用いて評価される。

さらに、上記アレーアンテナの制御装置において、上記選択基準は、好ましくは、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質が所定のしきい値以上であることである。もしくは、上記選択基準は、好ましくは、上記複

数の場合において受信される各無線信号の信号品質が、信号電力と、信号対雑音比と、信号に対する干渉雑音を含む雑音の比と、搬送波信号対雑音比とのうちのいずれか1つの場合において、当該信号品質が最大値となるリアクタンス値セットを選択することである。とって代わって、上記選択基準は、好ましくは、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質が、ビット誤り率と、フレーム誤り率と、パケット誤り率とのうちのいずれか1つの場合において、当該信号品質が最小値となるリアクタンス値セットを選択することである。

またさらに、上記アレーアンテナの制御装置において、上記制御手段は、好ましくは、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質が所定のしきい値未満となったとき、上記複数組のリアクタンス値セットの中から任意に1つのリアクタンス値セットを選択し、当該選択したリアクタンス値セットにおいて上記信号品質が所定の選択基準に達するまで上記選択の処理を繰り返す。もしくは、上記制御手段は、好ましくは、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質が所定のしきい値未満となったとき、上記複数組のリアクタンス値セットの中から所定の順序で1つのリアクタンス値セットを選択し、当該選択したリアクタンス値セットにおいて上記信号品質が所定の選択基準に達するまで上記選択の処理を繰り返す。とって代わって、上記制御手段は、好ましくは、上記しきい値を所定の範囲で変化させながら上記複数の場合を切り換え、上記各無線信号の信号品質が所定の選択基準を満足するときのしきい値を上記しきい値として設定する。

また、上記アレーアンテナの制御装置において、上記アレーアンテナは、好ましくは、偶数本の非励振素子と偶数個の可変リアクタンス素子とを備え、上記偶数本の非励振素子は、少なくとも1本の第1の組の非励振素子と、少なくとも1本の第2の組の非励振素子とからなり、上記偶数個の可変リアクタンス素子は、上記第1の組の各非励振素子にそれぞれ接続された第1の組の可変リアクタンス素子と、上記第2の組の各非励振素子にそれぞれ接続された第2の組の可変リアクタンス素子とからなる。ここで、上記複数の場合は、上記第1

及び第2の組の可変リアクタンス素子に対して第1のリアクタンス値セットを設定する第1の場合と、上記第1及び第2の組の可変リアクタンス素子に対して第2のリアクタンス値セットを設定する第2の場合とを含む。また、上記制御手段は、上記第1と第2の場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号品質に基づいて、リアクタンス値セットを選択して上記第1及び第2の組の可変リアクタンス素子に設定する。

ここで、上記アレーアンテナは、好ましくは、第1と第2の非励振素子を備え、上記第1のリアクタンス値セットは上記第1と第2の非励振素子に対して設定されるリアクタンス値 X_a 、 X_b からなり、上記第2のリアクタンス値セットは上記第1と第2の非励振素子に対して設定されるリアクタンス値 X_b 、 X_a からなる。

さらに、上記アレーアンテナの制御装置において、上記アレーアンテナは、好ましくは、上記励振素子から所定の間隔だけ離れてかつ互いに実質的に同一の角度間隔で設けられた複数本の非励振素子を備え、上記複数の場合は、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られるように、各リアクタンス値を循環して得られた複数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する場合を含む。

また、上記アレーアンテナの制御装置において、上記アレーアンテナは、好ましくは、上記励振素子から所定の間隔だけ離れてかつ互いに実質的に同一の角度間隔で設けられた複数本の非励振素子を備え、上記複数の場合は、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ上記アレーアンテナの入力インピーダンスが実質的に変化しないように、各リアクタンス値を循環して得られた複数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する場合を含む。

さらに、上記アレーアンテナの制御装置において、上記アレーアンテナは、好ましくは、上記励振素子の位置を通過する対称線を対称軸として線対称で設けられた少なくとも1対の非励振素子を含み、上記対称線上に位置し又は対称線を対称軸として線対称で設けられた複数本の非励振素子を備え、上記複数の

場合は、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られるように、上記線対称で設けられた少なくとも1対の非励振素子のリアクタンス値を入れ替えて得られた複数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する少なくとも2つの場合を含む。

- 5 またさらに、上記アレーアンテナの制御装置において、上記アレーアンテナは、好ましくは、上記励振素子の位置を通過する対称線を対称軸として線対称で設けられた少なくとも1対の非励振素子を含み、上記対称線上に位置し又は対称線を対称軸として線対称で設けられた複数本の非励振素子を備え、上記複数の場合は、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ上記アレーアンテナの入力インピーダンスが実質的に変化しないように、上記線対称で設けられた少なくとも1対の非励振素子のリアクタンス値を入れ替えて得られた複数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する少なくとも2つの場合を含む。
- 10

- また、上記アレーアンテナの制御装置において、好ましくは、受信される無線信号の信号電力が所定の信号電力を超える事象の累積確率であるCDF値が所定値であるときに、ダイバーシティ利得が実質的に最大となるように上記複数組のリアクタンス値セットが設定される。とって代わって、好ましくは、受信される無線信号の信号電力が所定の信号電力を超える事象の累積確率であるCDF値が所定値であるときに、ダイバーシティ利得が所定値以上となるように上記複数組のリアクタンス値セットが設定される。
- 15
- 20

- さらに、上記アレーアンテナの制御装置において、上記アレーアンテナは、好ましくは、1本の励振素子と、上記励振素子を挟設しかつ上記励振素子とともに一直線上に設けられた2本の非励振素子とを備える。ここで、好ましくは、上記励振素子と上記各非励振素子との間の距離を、受信される無線信号の波長の0.1倍から0.35倍までの間の長さのうちの1つの長さに設定する。さらに、上記アレーアンテナは、好ましくは、互いに平行な第1の面と第2の面とを有する誘電体基板と、上記誘電体基板の第2の面のうちの所定の第1の領域上に形成された接地導体と、上記誘電体基板の第1の面上であって、上記第
- 25

1の領域に対向する領域から突出するように所定の長さを有しかつ互いに所定の間隔を有するように形成され、それぞれ上記励振素子と上記2本の非励振素子として動作する3本のストリップ導体とを備える。

第2の発明に係るアレーアンテナ装置は、1本の励振素子と、上記励振素子
5を挟設しかつ上記励振素子とともに一直線上に設けられた2本の非励振素子と、
上記各非励振素子にそれぞれ接続された2個の可変リアクタンス素子とを備え、
上記各可変リアクタンス素子に設定するリアクタンス値を変化させることにより、
上記各非励振素子を導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの
指向特性を変化させるアレーアンテナ装置である。ここで、上記アレーアンテナ
10装置は、互いに平行な第1の面と第2の面とを有する誘電体基板と、上記誘
電体基板の第2の面のうちの所定の第1の領域上に形成された接地導体と、上
記誘電体基板の第1の面上であって、上記第1の領域に対向する領域から突出
するように所定の長さを有しかつ互いに所定の間隔を有するように形成され、
それぞれ上記励振素子と上記2本の非励振素子として動作する3本のストリッ
15プ導体とを備える。さらに、好ましくは、上記励振素子と上記各非励振素子と
の間の距離を、受信される無線信号の波長の0.1倍から0.35倍までの間の
長さのうちの1つの長さに設定される。

図面の簡単な説明

図1は、本発明の第1の好ましい実施形態に係るアレーアンテナの制御装置
20の構成を示すブロック図である。

図2は、図1のアレーアンテナ装置100の詳細構成を示す斜視図である。

図3は、図2のA-A'線における縦断面図である。

図4は、好ましい実施形態に係るアレーアンテナ装置における可変リアクタ
ンス素子12-1, 12-2への制御電圧に対するリアクタンス値と入力イン
25ピーダンス値を示すグラフである。

図5は、本発明に係る第2の好ましい実施形態であるアレーアンテナ装置の
構成を示す斜視図である。

図6は、図5の誘電体基板20の下部の詳細構成を示す斜視図である。

図 7 は、本発明に係る第 1 の実装例である、携帯型パーソナルコンピュータ 200 に搭載された図 4 のアレーアンテナ装置を示す斜視図である。

図 8 は、本発明に係る第 2 の実装例である、PC カード 211 に搭載された図 1 のアレーアンテナ装置を示す斜視図である。

5 図 9 は、本発明に係る第 3 の好ましい実施形態であるアレーアンテナ装置の構成を示す平面図である。

図 10 は、図 9 のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、波長 λ で正規化されたアンテナ素子間隔 d/λ に対する励振素子の自己アドミタンスの実数部 $\text{Re}(y_{00})$ を示すグラフである。

10 図 11 は、図 9 のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、波長 λ で正規化されたアンテナ素子間隔 d/λ に対する励振素子の自己アドミタンスの虚数部 $\text{Im}(y_{00})$ を示すグラフである。

図 12 は、図 9 のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、波長 λ で正規化されたアンテナ素子間隔 d/λ に対する非励振素子の自己アドミタンスの実数部 $\text{Re}(y_{11})$ を示すグラフである。

15 図 13 は、図 9 のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、波長 λ で正規化されたアンテナ素子間隔 d/λ に対する非励振素子の自己アドミタンスの虚数部 $\text{Im}(y_{11})$ を示すグラフである。

図 14 は、図 9 のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、波長 λ で正規化されたアンテナ素子間隔 d/λ に対する、励振素子と非励振素子との間の結合アドミタンスの実数部 $\text{Re}(y_{01})$ を示すグラフである。

図 15 は、図 9 のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、波長 λ で正規化されたアンテナ素子間隔 d/λ に対する、励振素子と非励振素子との間の結合アドミタンスの虚数部 $\text{Im}(y_{01})$ を示すグラフである。

25 図 16 は、図 9 のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、波長 λ で正規化されたアンテナ素子間隔 d/λ に対する、2 つの非励振素子間の結合アドミタンスの実数部 $\text{Re}(y_{12})$ を示すグラフである。

図 17 は、図 9 のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、

波長 λ で正規化されたアンテナ素子間隔 d/λ に対する、2つの非励振素子間の結合アドミタンスの虚数部 $\text{Im}(y_{12})$ を示すグラフである。

図18は、本発明に係る第4の好ましい実施形態であるアレーアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

- 5 図19は、図18のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、可変リアクタンス素子12-2のリアクタンス値の半値 x_1 に対する、アレーアンテナ装置の入力インピーダンス Z_{in} の実数部 $\text{Re}(Z_{in})$ を示すグラフである。

- 10 図20は、図18のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、可変リアクタンス素子12-2のリアクタンス値の半値 x_1 に対する、アレーアンテナ装置の入力インピーダンス Z_{in} の虚数部 $\text{Im}(Z_{in})$ を示すグラフである。

図21は、図18のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、振幅指向特性を示すグラフである。

- 15 図22は、図18のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、位相指向特性を示すグラフである。

図23は、実施例に係る2波到来環境モデルを示す平面図である。

図24は、図18のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、フェージング劣化の累積確率分布を示すグラフである。

- 20 図25は、図18のアレーアンテナ装置に係るシミュレーション結果であって、波長 λ で正規化されたアンテナ素子間隔 d/λ に対する、ダイバーシティ利得を示すグラフである。

図26は、本発明に係る第1の変形例であるアレーアンテナ装置の平面図である。

- 25 図27は、本発明に係る第2の変形例であるアレーアンテナ装置の平面図である。

図28は、本発明に係る第3の変形例であるアレーアンテナ装置の平面図である。

図 2 9 は、本発明に係る第 4 の変形例であるアレーアンテナ装置の平面図である。

図 3 0 は、本発明に係る第 5 の変形例であるアレーアンテナ装置の平面図である。

5 図 3 1 は、本発明に係る第 6 の変形例であるアレーアンテナ装置の平面図である。

図 3 2 は、本発明に係る第 7 の変形例であるアレーアンテナ装置の平面図である。

10 図 3 3 は、本発明に係る第 3 の実装例である、携帯電話機 2 0 4 に搭載されたアレーアンテナ装置 2 1 2 を示す斜視図である。

図 3 4 は、本発明に係る第 4 の実装例である、LANPC カード 2 0 5 に搭載されたアレーアンテナ装置 2 1 0 を示す斜視図である。

図 3 5 は、本発明に係る第 5 の好ましい実施形態であるアレーアンテナ装置 1 0 0 A を示す平面図である。

15 図 3 6 は、図 3 5 のアレーアンテナ装置 1 0 0 A の実験結果であって、V S W R の周波数特性を示すグラフである。

図 3 7 は、図 3 5 のアレーアンテナ装置 1 0 0 A 及び 2 素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置の実験結果であって、入力インピーダンスを示すスミスチャートである。

20 図 3 8 は、図 3 5 のアレーアンテナ装置 1 0 0 A の実験を行う受信機側の測定システムを示す斜視図である。

図 3 9 は、図 3 5 のアレーアンテナ装置 1 0 0 A の実験環境のレイアウトを示す平面図である。

25 図 4 0 は、図 3 5 のアレーアンテナ装置 1 0 0 A の実験結果であって、ダイバーシティ利得を示す、規格化した受信電力に対する C D F 値のグラフである。

図 4 1 は、本発明に係る第 6 の好ましい実施形態であるアレーアンテナ装置 1 0 0 B を示す平面図である。

図 4 2 は、図 4 1 のアレーアンテナ装置 1 0 0 B の計算機シミュレーション

において用いる伝搬モデルを示す斜視図である。

図43は、図41のアレーアンテナ装置100Bの計算機シミュレーション結果であって、無限地板の基板を用いかつリアクタンス値 $x_1 = 0$ のときにリアクタンス値 x_2 を変化したときの等価ウェイト w_0 , w_1 , w_2 の複素平面を示すグラフである。

図44は、図41のアレーアンテナ装置100Bの計算機シミュレーション結果であって、無限地板の基板を用いかつリアクタンス値 $x_1 = -30 [\Omega]$ のときにリアクタンス値 x_2 を変化したときの等価ウェイト w_0 , w_1 , w_2 の複素平面を示すグラフである。

図45は、図41のアレーアンテナ装置100Bの計算機シミュレーション結果であって、無限地板の基板を用いかつリアクタンス値 $x_1 = -30 [\Omega]$ のときにリアクタンス値 x_2 を変化したときの等価ウェイト w_0 , w_1 , w_2 の複素平面を示すグラフである。

図46は、図41のアレーアンテナ装置100Bの計算機シミュレーション結果であって、プリント基板を用いかつリアクタンス値 $x_1 = 0$ のときにリアクタンス値 x_2 を変化したときの等価ウェイト w_0 , w_1 , w_2 の複素平面を示すグラフである。

図47は、図41のアレーアンテナ装置100Bの計算機シミュレーション結果であって、プリント基板を用いかつリアクタンス値 $x_1 = -30 [\Omega]$ のときにリアクタンス値 x_2 を変化したときの等価ウェイト w_0 , w_1 , w_2 の複素平面を示すグラフである。

図48は、図41のアレーアンテナ装置100Bの計算機シミュレーション結果であって、プリント基板を用いかつリアクタンス値 $x_1 = -60 [\Omega]$ のときにリアクタンス値 x_2 を変化したときの等価ウェイト w_0 , w_1 , w_2 の複素平面を示すグラフである。

図49は、図41のアレーアンテナ装置100Bなどの計算機シミュレーション結果であって、平均信号対雑音電力比（平均 E_b/N_0 ）に対するリアクタンスダイバーシティ受信時のビット誤り率（BER）を示すグラフである。

図50は、本発明の変形例に係る可変リアクタンス素子12-1, 12-2に印加される制御電圧に対する入力インピーダンス Z_{in} 及びリアクタンス値 X_1 , X_2 の特性において設定可能な3つの状態 P_1 , P_2 , P_3 を示すグラフである。

- 5 図51は、従来技術に係る2素子のアレーアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

図52は、図51のアレーアンテナ装置における可変リアクタンス素子12-1への制御電圧に対するリアクタンス値 X_1 及び入力インピーダンス Z_{in} を示すグラフである。

10 発明を実施するための最良の形態

以下、図面を参照して本発明の好ましい実施形態について説明する。

第1の好ましい実施形態

- 図1は、本発明の第1の好ましい実施形態に係るアレーアンテナの制御装置の構成を示すブロック図である。図1に示すように、アレーアンテナの制御装置は、1つの励振素子 A_0 と、可変リアクタンス素子12-1が装荷された第1の非励振素子 A_1 と、可変リアクタンス素子12-2が装荷された第2の非励振素子 A_2 とを備えてなる3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置で構成されたアレーアンテナ装置100と、アンテナコントローラ10とを備える。ここで、アンテナコントローラ10は、アレーアンテナ装置100で受信された無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ上記アレーアンテナ装置100の入力インピーダンス Z_{in} が実質的に変化しないように、2つの可変リアクタンス素子12-1, 12-2に対して第1のリアクタンス値セット(X_a , X_b)を設定する第1の場合(ここで、可変リアクタンス素子12-1に対してリアクタンス値 X_a が設定され、可変リアクタンス素子12-2に対してリアクタンス値 X_b が設定される。)と、2つの可変リアクタンス素子12-1, 12-2に対して第2のリアクタンス値セット(X_b , X_a)を設定する第2の場合(ここで、可変リアクタンス素子12-1に対してリアクタンス値 X_b が設定され、可変リアクタンス素子12-2に対し

てリアクタンス値 X_a が設定される。) とのうち、上記第 1 と第 2 の場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号電力の、より大きい値となるときのリアクタンス値セットを選択して 2 つの可変リアクタンス素子 12-1, 12-2 に設定することを特徴としている。

- 5 図 2 は、図 1 のアレーアンテナ装置 100 の詳細構成を示す斜視図である。図 1 及び図 2 に示すように、アレーアンテナ装置 100 は、接地導体 11 上に垂直に設けられた励振素子 A0 及び 2 本の非励振素子 A1, A2 から構成され、励振素子 A0 と非励振素子 A1 とは、互いに平行に、かつ距離 d で離間して配置され、励振素子 A0 と非励振素子 A2 とは、互いに平行に、かつ距離 d で離間して配置され、これら 3 本のアンテナ素子 A2, A0, A1 が一直線上に並置されている。励振素子 A0 及び非励振素子 A1, A2 の各長さは、所望波の波長 λ の約 $1/4$ になるように構成され、また、上記アンテナ間隔 d は、例えば、波長 λ の 0.1 倍乃至 0.35 倍になるように構成される。励振素子 A0 の給電点は同軸ケーブル 1 を介して低雑音増幅器 (LNA) 2 に接続される。
- 10 また、非励振素子 A1 は可変リアクタンス素子 12-1 に接続され、非励振素子 A2 は可変リアクタンス素子 12-2 に接続され、可変リアクタンス素子 12-1, 12-2 の各リアクタンス値はそれぞれ、アンテナコントローラ 10 からのペアケーブル 5-1, 5-2 を介して伝送されるリアクタンス値信号によって設定される。

- 20 図 3 は、図 2 の A-A' 線におけるアレーアンテナ装置 100 の縦断面図である。図 3 に示すように、励振素子 A0 は接地導体 11 と電氣的に絶縁され、かつ同軸ケーブル 1 の中心導体 1a に接続される。非励振素子 A1 は、可変リアクタンス素子 12-1 を介して、接地導体 11 に対して高周波的に接地され、また、非励振素子 A2 は、可変リアクタンス素子 12-2 を介して、接地導体 11 に対して高周波的に接地される。各可変リアクタンス素子 12-1, 12-2 の動作を説明すると、例えば励振素子 A0 と非励振素子 A1, A2 の長手方向の長さが実質的に同一であるとき、例えば、可変リアクタンス素子 12-1 がインダクタンス性 (L 性) を有するときは、可変リアクタンス素子 12-
- 25

1 は延長コイルとなり、非励振素子 A 1 の電気長が励振素子 A 0 に比較して長くなり、反射器として働く。一方、例えば、可変リアクタンス素子 1 2-1 がキャパシタンス性 (C 性) を有するときは、可変リアクタンス素子 1 2-1 は短縮コンデンサとなり、非励振素子 A 1 の電気長が励振素子 A 0 に比較して短くなり、導波器として働く。また、可変リアクタンス素子 1 2-2 が接続された非励振素子 A 2 も同様に動作する。ここで、可変リアクタンス素子 1 2-1, 1 2-2 として、例えば可変容量ダイオードを用いることができる。

従って、図 1 のアレーアンテナ装置 1 0 0 において、各非励振素子 A 1, A 2 に接続された可変リアクタンス素子 1 2-1, 1 2-2 の各リアクタンス値を変化させることにより、アレーアンテナ装置 1 0 0 の平面指向特性を変化させることができる。

図 1 のアレーアンテナの制御装置において、アレーアンテナ装置 1 0 0 は無線信号を受信し、上記受信された無線信号は同軸ケーブル 1 を介して低雑音増幅器 (LNA) 2 に入力されて増幅され、次いで、ダウンコンバータ (D/C) 3 は増幅された無線信号を所定の間周波数の信号 (IF 信号) に低域変換する。さらに、A/D 変換器 4 は、アナログ信号である IF 信号をデジタル信号に変換して受信信号 y として出力する。受信信号 y は、アンテナコントローラ 1 0 に入力されるとともに、復調器 (図示せず。) に入力されて復調された信号に変換される。アンテナコントローラ 1 0 は、アレーアンテナ装置 1 0 0 で受信された無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ上記アレーアンテナ装置 1 0 0 の入力インピーダンス Z_{in} が実質的に変化しないように、2 つの可変リアクタンス素子 1 2-1, 1 2-2 に対して第 1 のリアクタンス値セット (X_a , X_b) を設定する第 1 の場合と、2 つの可変リアクタンス素子 1 2-1, 1 2-2 に対して第 2 のリアクタンス値セット (X_b , X_a) を設定する第 2 の場合とのうち、上記第 1 と第 2 の場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号電力の、より大きい値となる時のリアクタンス値セットを選択して 2 つの可変リアクタンス素子 1 2-1, 1 2-2 に設定する。

ここで、第1と第2のリアクタンス値セット (X_a, X_b), (X_b, X_a) は、図4に示すように設定される。すなわち、アレーアンテナ装置100の入力インピーダンス Z_{in} が実質的に変化しない2つの状態 P_1, P_2 (このときの入力インピーダンス $Z_{in} = Z_{inopt}$) を予め測定し、これら2つの

5 状態 P_1, P_2 にそれぞれ対応する第1と第2のリアクタンス値セット (X_a, X_b), (X_b, X_a) を予め測定してアンテナコントローラ10内のリアクタンス値セットメモリ (図示せず。) に格納しておく。そして、アンテナコントローラ10は、2つの状態 P_1, P_2 のうち、各状態 P_1, P_2 の場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号電力の、より大きい値となるときの

10 リアクタンス値セットを選択して2つの可変リアクタンス素子12-1, 12-2に設定する。

この好ましい実施形態のアレーアンテナの制御装置によれば、そのハードウェア構成が簡易であって、かつ、マルチパスフェージングが存在するときのアンテナ利得を単純な1ビットバイナリ制御 (すなわち、第1及び第2のリアクタンス値セット (X_a, X_b), (X_b, X_a) のいずれかを選択する制御)

15 で大きく改善する効果が得られるので、ラップトップ端末装置やPCカードなどの民生コンシューマ端末装置に搭載できるダイバーシティアンテナとして用いることができる。この制御方法 (1ビット制御) は、可変容量ダイオードを連続的に制御する方式において必要な制御電圧発生用DAコンバータが不要となるので、アンテナ装置のさらなる小型化と低コスト化が図れる。また、上記の1ビットバイナリ制御により、アレーアンテナ装置100の入力インピーダンス Z_{in} を実質的にほとんど変化させないようにできる。

20

なお、以上の好ましい実施形態においては、第1と第2のリアクタンス値セット (X_a, X_b), (X_b, X_a) を用いているが、本発明はこれに限らず、

25 所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつアレーアンテナ装置100の入力インピーダンスが実質的に変化しないように設定することができる、2組のリアクタンス値セット (X_a, X_b), (X_c, X_d) (ここで、 $X_a \neq X_d$, $X_b \neq X_c$) を用いてもよい。

第2の好ましい実施形態

図5は、本発明に係る第2の好ましい実施形態であるアレーアンテナ装置の構成を示す斜視図である。この第2の好ましい実施形態では、図1の励振素子A0及び非励振素子A1、A2が、誘電体基板20の一方の面上にプリントされたストリップ導体として形成されたことを特徴としている。励振素子A0及び非励振素子A1、A2が形成された誘電体基板20は、例えば厚さ約1mmのガラスエポキシ樹脂、テフロン（登録商標）又はアルミナセラミックなどから構成されたプリント配線基板であって、励振素子A0及び非励振素子A1、A2は公知のプリント配線基板のプロセス技術により形成されている。また、誘電体基板20は接地導体11上に垂直に設けられる。

ここで、励振素子A0は、所定の長さ h_1 を有したストリップ導体のアンテナ素子として誘電体基板20上に形成され、各非励振素子A1、A2は、長さ h_1 を有し、かつ励振素子A0に対して距離 d_1 を有して平行なストリップ導体のアンテナ素子として誘電体基板20上に形成されている。ここで、長さ h_1 は、送受信される無線信号の波長の約 $1/4$ の長さに設定される。

図6は、図5の誘電体基板20の下部の詳細構成を示す斜視図である。誘電体基板20において、励振素子A0と非励振素子A1が形成された面とは反対側の面に、互いに離間して4つの電極21乃至24が形成されている。励振素子A0の下端（接地導体11に近い方の端部）は、誘電体基板20を貫通したスルーホール導体25を介して電極21と電氣的に接続される。電極22は接地導体11と電氣的に接続される。さらに、電極21は、LNA2に接続された同軸ケーブル1の中心導体1aに接続され、電極22は同軸ケーブル1の外部導体1bに接続される。非励振素子A1の下端は、誘電体基板20を貫通したスルーホール導体26を介して電極24に接続され、この電極24は、可変容量ダイオードD1のカソードに接続される。可変容量ダイオードD1は、可変リアクタンス素子12の一例である。可変容量ダイオードD1のアノードは電極23に接続され、電極23はまた接地導体11と電氣的に接続される。さらに、電極23及び24はそれぞれ、例えば数 $k\Omega$ 乃至数十 $k\Omega$ の高周波電流

阻止用抵抗 4 1, 4 2 及びペアケーブル 5 - 1 を介して当該アレーアンテナ装置の指向特性を制御するアンテナコントローラ 1 0 の印加バイアス電圧端子 (図示せず。) に接続されている。

5 以上のように構成されたアレーアンテナ装置においては、アンテナコントローラ 1 0 からのリアクタンス値信号に含まれる印加バイアス電圧が、ペアケーブル 5 - 1 を介して可変容量ダイオード D 1 の両端に印加され、このとき、印加バイアス電圧を変化することにより可変容量ダイオード D 1 の接合容量値、すなわちリアクタンス値を変化させることができる。アンテナコントローラ 1 0 は可変電圧直流電源の機能を有し、非励振素子 A 1 に接続された可変容量ダイオード D 1 に印加する逆バイアス電圧を変化させることにより、可変容量ダイオード D 1 の接合容量を変化させ、これにより、非励振素子 A 1 の電気長を、
10 励振素子 A 0 に比較して変化させ、また、同様に非励振素子 A 2 の電気長を励振素子 A 0 に比較して変化させることにより、当該アレーアンテナ装置の平面指向特性を変化させることができる。

15 以上のように構成された第 2 の好ましい実施形態に係るアレーアンテナ装置によれば、制御が簡単であってその制御により入力インピーダンスが実質的に変化しないことに加えて、励振素子 A 0 と非励振素子 A 1, A 2 が形成された誘電体基板 2 0 を接地導体 1 1 上に設けたので、従来のダイバーシティアンテナに比較して構造が簡単であって、励振素子 A 0 や非励振素子 A 1, A 2 を容易にかつ高精度で形成することができるアレーアンテナ装置を提供することができる。また、誘電体基板 2 0 上にストリップ導体にてなる励振素子 A 0 と非
20 励振素子 A 1, A 2 を形成しているので、プリント配線基板の形成技術で容易にアンテナ素子を形成することができ、製造工程がきわめて簡単になるという特有の利点を有する。

25 第 1 の実装例

図 7 は、本発明に係る第 1 の実装例である、携帯型パーソナルコンピュータ 2 0 0 に搭載されたアレーアンテナ装置を示す斜視図である。この実装例では、携帯型パーソナルコンピュータ 2 0 0 は、上部筐体 2 0 1 と下部筐体 2 0 2 と

からなる折りたたみ型の筐体を有し、好ましい実施形態のアレーアンテナ装置 210 は、上部筐体 201 上に固定されるか、又は上部筐体 201 上に向きが可動であるように装着されることが可能である。アレーアンテナ装置 210 は、図 5 と同様に、誘電体基板上にプリントされて形成された $1/4$ 波長モノポール型のアレーアンテナ装置として図示されている。アレーアンテナ装置 210 において接地導体は図示されていないが、接地導体は上部筐体 201 に装着されていてもよく、又は上部筐体 201 が金属製の場合は上部筐体 201 が接地導体として利用されてもよい。なお、図 7 に示された実装例の制御装置として、上述のアンテナコントローラ 10 を用いることができる。

10 第 2 の実装例

図 8 は、本発明に係る第 2 の実装例である、PC カード 211 に搭載されたアレーアンテナ装置を示す斜視図である。この実装例では、接地導体として動作する PC カード 211 の本体上に設けられた、図 1 と同様の、 $1/4$ 波長モノポール型のアレーアンテナ装置を図示している。PC カード 211 は、図 7 と同様の携帯型パーソナルコンピュータ 200 の下部筐体 202 に設けられた PC カードスロット 203 に挿入されて、PC 200 のアンテナとして動作することが可能である。なお、図 8 に示された実装例の制御装置として、上述のアンテナコントローラ 10 を用いることができる。

第 3 及び第 4 の好ましい実施形態

20 図 9 は、3 素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置の解析モデルとして用いる、第 3 の好ましい実施形態に係るアレーアンテナ装置の平面図である。

図 9 において、図 9 の上下方向の高さ $\lambda_g/2$ (ここで、 λ_g は受信する所望波の管内波長である。) の矩形接地導体 11a が裏面に形成されてなる誘電体基板 20 のおもて面上に、3 本のマイクロストリップ導体を互いに間隔 d で
25 離間して互いに平行に形成してマイクロストリップ線路を形成し、その先端を $\lambda/4$ (ここで、 λ は受信する所望波の自由空間波長である。) だけ接地導体 11a が形成されていない面上まで延在させることにより非励振素子 A2、励振素子 A0 及び非励振素子 A1 を形成した。ここで、マイクロストリップ線路

の接地部分である接地導体 11a が、モノポールアンテナにおいての地板として機能する。なお、マイクロストリップ線路の給電部に完全導体の接地導体 11a を置いたのは、解析に用いたシミュレータの仕様によるものである。

誘電体基板 20 の材料常数には、BT レジン／熱硬化 PPO 等の高周波用プリント基板を想定し、比誘電率 $\epsilon_r = 3.4$ 、誘電体損失 $\tan \delta = 0.003$ と設定した。また、誘電体基盤 20 の厚さを 0.6 mm としている。さらに、アンテナ素子 A0, A1, A2 の導体部及び接地導体 11a の材料には Au を想定し、その導電率には実測値に近い、 $\sigma = 3.3 \times 10^8$ [S/m] を設定した。マイクロストリップ線路の幅は、マイクロストリップ導体の特性インピーダンスが 50 [Ω] となる、1.42 [mm] に設定した。その他のパラメータは図 9 に示した通りである。なお、図中の λ_g は基板誘電率から求められる実効波長を示す。

次いで、図 9 の解析モデルを用いたときの電磁界解析結果（アドミタンス行列表示）について以下に説明する。

電子制御導波器アレーアンテナ装置においてリアクタンス値を変更した場合のアレー指向性は、後述する等価ウェイトベクトル法で導きだすことができる。等価ウェイトベクトルは、アンテナを回路的に取り扱い、そのアドミタンス行列より導出される。電磁界シミュレータから導出されたアドミタンス行列から、素子間隔に対するアドミタンス値の変化を示す表現式を導出することで、3 素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置の基本構造式を得ることができる。

そこで、素子間隔をパラメータとして、3 素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置のアドミタンス行列の表現式を導出する。素子間隔は波長で規格化した値で表している。計算は素子間隔 $d = 0.1\lambda \sim 0.35\lambda$ の範囲で行った。3 素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置を 3 端子回路網として見て、そのアドミタンス行列を求める。3 端子回路網の Y 行列は、次式で表される。

$$Y = \begin{bmatrix} y_{00} & y_{01} & y_{02} \\ y_{10} & y_{11} & y_{12} \\ y_{20} & y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、相反定理、並びにアンテナ構造の対称性により、上記式 (1) 中の

Yパラメータには、次式の等号関係が成り立っている。

$$y_{11} = y_{22} \quad (2)$$

$$y_{01} = y_{02} = y_{10} = y_{20} \quad (3)$$

$$y_{12} = y_{21} \quad (4)$$

- 5 これらのパラメータは、その物理的意味からそれぞれ、以下のように呼び表すこととする。

(1) y_{00} : 励振素子の自己アドミタンス。

(2) y_{11} : 非励振素子の自己アドミタンス。

(3) y_{01} : 励振素子と非励振素子との間の結合アドミタンス。

- 10 (4) y_{12} : 2つの非励振素子の間の結合アドミタンス。

図10乃至図17に、 $y_{00} \sim y_{12}$ の各アドミタンス値を、上述の解析モデルの条件下で電磁界シミュレーションを行い、多項式フィッティング(近似)した結果を示す。またそれぞれの表現式を次式に示す。表現式は、素子間隔 $d = 0.1\lambda \sim 0.35\lambda$ の範囲内で有効である。

$$15 \quad \text{Re}\{y_{00}\} = 0.0045 - 0.0425\left(\frac{d}{\lambda}\right) + 0.1533\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 \quad (5)$$

$$\text{Im}\{y_{00}\} = -0.0519 + 0.253\left(\frac{d}{\lambda}\right) - 0.3802\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 \quad (6)$$

$$\text{Re}\{y_{11}\} = -0.0131 + 0.3984\left(\frac{d}{\lambda}\right) - 2.885\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 + 8.9546\left(\frac{d}{\lambda}\right)^3 - 9.8593\left(\frac{d}{\lambda}\right)^4 \quad (7)$$

$$\text{Im}\{y_{11}\} = -0.0269 + 0.091\left(\frac{d}{\lambda}\right) - 0.1255\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 \quad (8)$$

$$\text{Re}\{y_{01}\} = -0.0029 + 0.0469\left(\frac{d}{\lambda}\right) - 0.2507\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 + 0.6058\left(\frac{d}{\lambda}\right)^3 - 0.4074\left(\frac{d}{\lambda}\right)^4 \quad (9)$$

$$20 \quad \text{Im}\{y_{01}\} = 0.0298 - 0.2618\left(\frac{d}{\lambda}\right) + 0.9086\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 - 1.0566\left(\frac{d}{\lambda}\right)^3 \quad (10)$$

$$\text{Re}\{y_{12}\} = 0.0047 - 0.1017\left(\frac{d}{\lambda}\right) + 0.8628\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 - 2.9996\left(\frac{d}{\lambda}\right)^3 + 3.5825\left(\frac{d}{\lambda}\right)^4 \quad (11)$$

$$\text{Im}\{y_{12}\} = -0.0024 + 0.0341\left(\frac{d}{\lambda}\right) - 0.1504\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 + 0.0965\left(\frac{d}{\lambda}\right)^3 + 0.3008\left(\frac{d}{\lambda}\right)^4 \quad (12)$$

次いで、上記で求めたアドミタンス行列 Y から、3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンス $2z_{in}$ （なお、受信時は、出力インピーダンスとなる。）を導く。なお、定式化では、図18に示す第4の好ましい実施形態に係る等価ダイポールモデル（素子長 $= 1/2\lambda$ ）で行った。このため、係数は全て2倍となっている。図18において、励振素子 $A0$ は、2本のアンテナ素子 $A0a$, $A0b$ を備えて構成され、この2本のアンテナ素子 $A0a$, $A0b$ の給電ポートには、無線送信機13の、出力インピーダンス z_s を有する電圧 $2v_s$ の発振源13が接続される。また、非励振素子 $A1$ は、2本のアンテナ素子 $A1a$, $A1b$ を備えて構成され、そのアンテナポートには、リアクタンス値 $j2x_1$ の可変リアクタンス素子 $12-1$ が接続される。さらに、非励振素子 $A2$ は、2本のアンテナ素子 $A2a$, $A2b$ を備えて構成され、そのアンテナポートには、リアクタンス値 $j2x_2$ の可変リアクタンス素子 $12-2$ が接続される。

15 以上のように構成された3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンス $Z_{in} = 2z_{in}$ は次式で表される。

$$2z_{in} = z_{00} + 2z_{01}^2 \frac{z_{11} - z_{12} + j(x_1 + x_2)}{z_{12}^2 - (z_{11} + j2x_1)(z_{11} + j2x_2)} \quad (13)$$

上記式(13)中のインピーダンス $z_{00} \sim z_{12}$ は、循環性とアンテナ構造の対称性により、次式を用いて計算される。

$$20 \quad z_{00} = \frac{y_{11}^2 - y_{12}^2}{\det Y} \quad (14)$$

$$z_{01} = \frac{y_{01}(y_{12} - y_{11})}{\det Y} \quad (15)$$

$$z_{11} = \frac{y_{00}y_{11} - y_{01}^2}{\det Y} \quad (16)$$

$$z_{12} = \frac{y_{01}^2 - y_{00}y_{12}}{\det Y} \quad (17)$$

ここで、 $\det Y$ は、アドミタンス行列 Y の行列式の値である。そして、入力インピーダンス Z_{in} の変化の度合いを確認するため、2本の非励振素子 A_1 、 A_2 のうちの1本（図18の非励振素子 A_1 ）のリアクタンス値 $X_1 = 2x_2$ を0、50、100 [Ω] にそれぞれ固定して、非励振素子 A_2 のリアクタンス値の半値 x_2 の値を-100～100 [Ω] の範囲内で変化させた。算出される入力インピーダンス $Z_{in} = 2z_{in}$ の値を、実数成分と虚数成分に分けて、図19及び図20に示した。

本発明者らのシミュレーションによれば、2素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置の場合、入力インピーダンスの変化は素子間隔に依存して40～100 [Ω] 程度変化していたのに対して、3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置では、図19及び図20に示すように、10 [Ω] 以下に押さえられている。3素子の構成は、基本的にリアクタンス値の変化に対して、入力インピーダンスの変化幅が小さい。また、3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置では、リアクタンス値 x_1 と x_2 には、同じ値の組み合わせを交互に切り替えて割り当てるため、指向性パターンを切り替えた後の入力インピーダンスの値は一致する。3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置は2素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置に対して、整合設計が行いやすいことが確認できた。

次いで、等価ウェイトベクトル法（アレーファクタ）について以下に説明する。一般に、アレーアンテナの指向性は素子単体の指向性とアレー応答ベクトル（アレーファクタ）の積で表される。3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置のアレーファクタを求めるために、ここでは等価ウェイトベクトル法を用いる（例えば、非特許文献2及び4参照。）。

これは、アレーファクタをステアリングベクトルとウェイトベクトルの内積で表し、そのウェイトベクトルはこのアンテナを送信モードで励振した際の電流ベクトルと等価であるとする方法である。アレーファクタ $D(\phi)$ を以下のように定義する。ここで、 w (w_0 、 w_1 、 w_2) は各アンテナ素子 A_0 、 A_1 、 A_2 の等価ウェイトであり、 z_s [Ω] と v_s [V] は送信給電系の出力

インピーダンスと内部電圧であり、 x_1 、 x_2 [Ω] はそれぞれ非励振素子 A₁、A₂ にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子 12-1、12-2 のリアクタンス値である。なお、定式化は、図 18 の等価ダイポールモデルで行うため、全て 2 倍の係数がつく。

$$5 \quad D(\phi) = a(\phi) \cdot w \quad (18)$$

ここで、上記式 (18) 中の $a(\phi)$ 、 w は、それぞれ次式で表される。

$$\alpha(\phi) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\left(-j\frac{2\pi d}{\lambda}\cos(\phi)\right) \\ \exp\left(j\frac{2\pi d}{\lambda}\cos(\phi)\right) \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$w = 2z_s \cdot (Y^{-1} + X)^{-1} u_0 \quad (20)$$

ここで、上記式 (20) 中の X 、 u_0 は、それぞれ以下の通りである。

$$10 \quad X = \text{diag}(2z_s, j2x_1, j2x_2) \quad (21)$$

$$u_0 = [1 \quad 0 \quad 0]^T \quad (22)$$

上記式 (18) で計算できるアレーファクタ $D(\phi)$ には、給電系とアンテナのインピーダンス不整合による損失も考慮されている。装荷する可変リアクタンス素子 12-1、12-2 のリアクタンス値 $2x_1$ 、 $2x_2$ をパラメータとし、アレーファクタ $D(\phi)$ を方位角 ϕ の関数としてプロットすると、振幅及び位相指向性を得る。方位角は励振素子 A₀ から非励振素子 A₁ を見た方向を 0 度とした。

図 21 に、素子間隔 $d = 0.15\lambda$ の時の振幅指向性を示し、図 22 にそのときの位相指向性を示す。指向性には対称性があるため、0 ~ 180 [度] の範囲内で図示した。

さらに、3 素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置のリアクタンスダイバーシティ効果の確認結果について以下に説明する。

上述したように、3 素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置においても、リアクタンス制御を行うことによってその振幅位相の方位角依存性を変化させ

ることができる。これを適応的に用いることで、フェージングによるレベル低下が生じる条件、すなわち同振幅逆位相状態を回避できる。このことを定量的に確認するため、以下のシミュレーションを行った。

当該シミュレーションは、2素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置の場合と同様、等振幅2波モデルを用いて行った。図23にそのモデル図を示す。干渉性のある2波 s_1 、 s_2 が等振幅かつランダム位相差で到来する環境に3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置を置いた場合に受信される信号を y とする。 y はアレーファクタ $D(\phi)$ を用いて、次式で表される。なお、2波の到来方位角 ϕ_1 と ϕ_2 は360[度]の範囲内で無相関かつランダムであるとする。

$$\begin{aligned} y &= D(\phi_1) s_1 + D(\phi_2) s_2 \\ &= D(\phi_1) a_0 \exp(-j\phi_1) + D(\phi_2) a_0 \exp(-j\phi_2) \end{aligned} \quad (23)$$

ここで、3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置のリアクタンス値 x_1 、 x_2 を2状態に制御して、受信電力 $(y \cdot y^*)$ が高くなる方を選択するというアルゴリズムでフェージングを回避するものとする。 x_1 、 x_2 は、同じ値の組み合わせを交互に切り替えて用いるものとする。

図24に、給電系インピーダンス $z_s = 50 [\Omega]$ （ダイポールモデル換算で $100 [\Omega]$ ）、素子間隔 $d = 0.15 \lambda$ とした場合の、フェージング劣化の累積確率分布（CDF曲線）を示す。リアクタンス値は $0 [\Omega]$ と $50 [\Omega]$ の2状態に交互に切り替えて制御する。図24のグラフの縦軸は、到来波1波あたりの信号電力 $a_0 a_0^*$ を基準とした、ダイバーシティ受信信号電力が横軸のdB表示値を超える事象の累積確率（CDF値）である。比較のため、等振幅の2つの到来波が存在するモデルにおける無指向性の単一アンテナ装置のフェージングCDFの理論値（次式参照。）を図24に点線で示す。

$$\frac{P}{a_0 a_0^*} = 2 + 2 \cos \left\{ \text{prob} \left(y y^* \geq P \right) \pi \right\} \quad (24)$$

ここで、 $\text{prob} (y y^* \geq P)$ は受信信号電力 $y y^*$ が P 以上となる確率である。特に、深いフェージングが発生している領域、すなわち

$$\text{prob}(yy^* \geq P) \ll 1/\pi \quad (25)$$

の領域では、次式が漸近線となる。

$$P = p^2 \pi^2 a_0 a_0^* \quad (26)$$

図 2 4 から明らかなように、3 素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置は、
5 単一アンテナに比べて、CDF 90%値で 5 dB のダイバーシティ利得 301 が得られ、CDF 99%値で約 10 dB のダイバーシティ利得 302 が得られることがわかる。また、20 dB のフェージング劣化が発生する確率も約 0.5% に低減し、30 dB では約 0.07% と、単一アンテナに対して大きく低減している。

10 図 2 4 において、受信される無線信号の信号電力が所定の信号電力を超える事象の累積確率である CDF 値が例えば 90% 又は 99% などの所定値であるときに、ダイバーシティ利得が所定値以上となりかつ入力インピーダンス Z_{in} が実質的に変化しないような第 1 及び第 2 のリアクタンス値セットを選択して設定することがより好ましい。さらに、受信される無線信号の信号電力が所
15 定の信号電力を超える事象の累積確率である CDF 値が例えば 90% 又は 99% などの所定値であるときに、ダイバーシティ利得が実質的に最大となるように第 1 及び第 2 のリアクタンス値セットを選択して設定することが最も好ましい。

次に、素子間隔とダイバーシティ利得の関係を図 2 5 に示す。CDF 90%
20 値、並びに CDF 99% 値ともに、素子間隔 $0.1\lambda \sim 0.35\lambda$ の範囲内では素子間隔と得られるダイバーシティ利得との間に大きな依存性がない。このことは、3 素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置の実装設計において、公差を厳しく設定する必要がないことを意味する。すなわち、素子間隔を $0.1\lambda \sim 0.35\lambda$ の範囲内で設定することが好ましい。

25 以上説明したように、この好ましい実施形態に係る 3 素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置により、リアクタンス値切り替えによるアンテナ入力インピーダンスの変化を押さえられることが確認できた。リアクタンスを 2 状態に制御するアルゴリズムで、等振幅 2 波モデルにおけるダイバーシティ利得を算

出した。単一アンテナに対して、累積確率分布 90%値で約 5 dB、99%値で約 10 dB のダイバーシティ利得が得られることがわかった。素子間隔 0.1λ ~ 0.35λ の範囲内において得られるダイバーシティ利得に大きな差はないため、実装の公差を厳しくする必要がなく、コスト面の点でも有利であることがわかった。

すなわち、アンテナ素子間隔には強く依存しないので、アンテナ装置を実装するとき機械的公差を厳密に正確にする必要がなく、折りたたみ展開式構造や柔軟弾性素材によるアンテナ装置の実装にも有効である。このアレーアンテナの制御装置はハードウェア構成が簡易で、かつ、単純な 1 ビットバイナリ制御で大きなフェージング改善効果が得られるので、ラップトップ端末装置や PC カードなどの民生コンシューマ端末装置に搭載できるダイバーシティアンテナとして用いることができる。

さらに、電子制御導波器アレーアンテナ装置の可変リアクタンス素子は、例えば、安価な可変容量ダイオードで構成されるので、1 つの励振素子と 2 つの非励振素子とを備えた電子制御導波器アレーアンテナ装置は、単極双投 RF スイッチによる従来の 2 素子選択式ダイバーシティアンテナに比べて低コストとなる。また、可変容量ダイオードは常に逆バイアスで動作するので、PIN ダイオードスイッチのようなオン時の直流電流消費が無い。FET スイッチに比べても、可変容量ダイオードは低コストかつ低損失である。さらに、電子制御導波器アレーアンテナ装置はアンテナ素子間隔を比較的狭くしても動作することからアンテナ装置全体を小型化できる。

以上の好ましい実施形態においては、3 素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置について説明しているが、本発明はこれに限らず、1 本の励振素子と、偶数本の非励振素子を備える電子制御導波器アレーアンテナ装置であってもよい。すなわち、当該電子制御導波器アレーアンテナ装置は、送信された無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた偶数本の非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された偶数個の可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子に設定するリ

アクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子を導波器又は反射器として動作させ、当該電子制御導波器アレーアンテナ装置であるアレーアンテナの指向特性を変化させるものである。ここで、上記偶数本の非励振素子は、少なくとも1本の第1の組の非励振素子と、少なくとも1本の第2の組の非励振素子とからなり、上記偶数個の可変リアクタンス素子は、上記第1の組の各非励振素子にそれぞれ接続された第1の組の可変リアクタンス素子と、上記第2の組の各非励振素子にそれぞれ接続された第2の組の可変リアクタンス素子とからなる。そして、アンテナコントローラ10は、当該電子制御導波器アレーアンテナ装置によって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないように、上記第1及び第2の組の可変リアクタンス素子に対して第1のリアクタンス値セットを設定する第1の場合と、上記第1及び第2の組の可変リアクタンス素子に対して第2のリアクタンス値セットを設定する第2の場合とのうち、上記第1と第2の場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号電力の、より大きい値となる時のリアクタンス値セットを選択して上記第1及び第2の組の可変リアクタンス素子に設定するように構成してもよい。

第1の変形例

図26は、本発明に係る第1の変形例の電子制御導波器アレーアンテナ装置を示す平面図である。図26において、各非励振素子A1, A2, A3, A4は励振素子A0を中心として半径dの円周15上にあり、非励振素子A2と、励振素子A0と、非励振素子A1とを一直線上に並置してなり、しかも非励振素子A3と、励振素子A0と、非励振素子A4とを一直線上に並置し、アンテナ素子A3, A0, A1により成される角度 θ 及びアンテナ素子A2, A0, A4により成される角度 θ を直角に設定している。なお、各アンテナ素子A0ーA4は接地導体11上であって、電氣的に絶縁されるように立設されている。ここで、例えば、非励振素子A1, A3を第1の組の非励振素子とし、非励振素子A2, A4を第2の組の非励振素子としたとき、非励振素子A1, A3に

それぞれ接続される可変リアクタンス素子 12-1, 12-3 を第 1 の組の可変リアクタンス素子とし、非励振素子 A 2, A 4 にそれぞれ接続される可変リアクタンス素子 12-2, 12-4 を第 2 の組の可変リアクタンス素子とする。ここで、アンテナコントローラ 10 は、当該電子制御導波器アレーアンテナ装置によって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないように、上記第 1 及び第 2 の組の可変リアクタンス素子に対して第 1 のリアクタンス値セット (X_a , X_b) を設定する第 1 の場合 (第 1 の組の可変リアクタンス素子に属する各可変リアクタンス素子に対してリアクタンス値 X_a を設定し、第 2 の組の可変リアクタンス素子に属する各可変リアクタンス素子に対してリアクタンス値 X_b を設定する。) と、上記第 1 及び第 2 の組の可変リアクタンス素子に対して第 2 のリアクタンス値セット (X_b , X_a) を設定する第 2 の場合 (第 1 の組の可変リアクタンス素子に属する各可変リアクタンス素子に対してリアクタンス値 X_b を設定し、第 2 の組の可変リアクタンス素子に属する各可変リアクタンス素子に対してリアクタンス値 X_a を設定する。) とのうち、上記第 1 と第 2 の場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号電力の、より大きい値となる時のリアクタンス値セットを選択して上記第 1 及び第 2 の組の可変リアクタンス素子に設定する。なお、上記第 2 のリアクタンス値セットは、(X_c , X_d) であってもよい。さらに、上記の変形例において、 $\theta = 90$ 度としているが、本発明はこれに限らず、 $0 < \theta < 180$ [度] であってもよい。

第 2 の変形例

図 27 は本発明に係る第 2 の変形例である電子制御導波器アレーアンテナ装置の平面図である。図 27 において、3 本の非励振素子 A 1, A 2, A 3 は励振素子 A 0 を中心として半径 d の円周 15 上にあり、互いに 120° の角度だけ離間して設けられ、3 本の非励振素子 A 1, A 2, A 3 の位置の点を仮想的に上記中心を通過しない直線で結んだとき正三角形を形成する。なお、3 本の非励振素子 A 1, A 2, A 3 にはそれぞれ可変リアクタンス素子 12-1, 1

2-2, 12-3が装荷されて、その他の構成は上述の好ましい実施形態と同様である。

以上のように構成された電子制御導波器アレーアンテナ装置において、上述の好ましい実施形態及び第1の変形例と同様に、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないような、可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3に対するリアクタンス値セット(X_a , X_b , X_c)を設定することが可能である。ここで、非励振素子A1, A2, A3は励振素子A0を中心として対称な位置に配置されているので、可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3に対するリアクタンス値セット(X_a , X_b , X_c)の設定を、別のリアクタンス値セット(X_b , X_c , X_a)又は(X_c , X_a , X_b)のごとく、各リアクタンス値を循環させて設定しても励振素子A0の給電ポートからアンテナ装置側を見たときの入力インピーダンスは変化しない。従って、アンテナコントローラ10は、当該電子制御導波器アレーアンテナ装置によって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないように、上述のごとく各リアクタンス値を循環して得られた上記3組のリアクタンス値セット(X_a , X_b , X_c), (X_b , X_c , X_a), (X_c , X_a , X_b)をそれぞれ設定する3つの場合のうち、各場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号電力の、より大きい値となるときのリアクタンス値セットを選択して各可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3に設定する。これにより、各可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3に対して設定するリアクタンス値セットを変化させた場合であっても、所定値以上のダイバーシティを得ることができ、しかも入力インピーダンスを実質的に変化させることがない。

第3の変形例

図28は本発明に係る第3の変形例である電子制御導波器アレーアンテナ装置の平面図である。図28において、4本の非励振素子A1, A2, A3, A

4は励振素子A0を中心として半径dの円周15上にあり、互いに90°の角度だけ離間して設けられ、4本の非励振素子A1, A2, A3, A4の位置の点を仮想的に上記中心を通過しない直線で結んだとき正方形(正四角形)を形成する。なお、4本の非励振素子A1, A2, A3, A4にはそれぞれ可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3, 12-4が装荷されて、その他の構成は上述の好ましい実施形態や変形例と同様である。

以上のように構成された電子制御導波器アレーアンテナ装置において、上述の好ましい実施形態及び変形例と同様に、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないような、可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3, 12-4に対するリアクタンス値セット(Xa, Xb, Xc, Xd)を設定することが可能である。ここで、非励振素子A1, A2, A3, A4は励振素子A0を中心として対称な位置に配置されているので、可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3, 12-4に対するリアクタンス値セット(Xa, Xb, Xc, Xd)の設定を、別のリアクタンス値セット(Xb, Xc, Xd, Xa)、(Xc, Xd, Xa, Xb)又は(Xd, Xa, Xb, Xc)のごとく、各リアクタンス値を循環させて設定しても励振素子A0の給電ポートからアンテナ装置側を見たときの入力インピーダンスは変化しない。従って、アンテナコントローラ10は、当該電子制御導波器アレーアンテナ装置によって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないように、上述のごとく各リアクタンス値を循環して得られた上記4組のリアクタンス値セット(Xa, Xb, Xc, Xd)、(Xb, Xc, Xd, Xa)、(Xc, Xd, Xa, Xb)又は(Xd, Xa, Xb, Xc)をそれぞれ設定する4つの場合のうち、各場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号電力の、より大きい値となるときのリアクタンス値セットを選択して各可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3, 12-4に設定する。これにより、各可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3, 12-

4 に対して設定するリアクタンス値セットを変化させた場合であっても、所定値以上のダイバーシティを得ることができ、しかも入力インピーダンスを実質的に変化させることがない。

第2及び第3の変形例に係る発明

- 5 第2の変形例では、正三角形の各頂点の位置に励振素子A0を中心として3本の非励振素子A1, A2, A3を対称的に配置し、第3の変形例では、正方形の各頂点の位置に励振素子A0を中心として4本の非励振素子A1, A2, A3, A4を対称的に配置している。以上の2つの変形例を拡張して、正多角形の各頂点の位置に励振素子A0を中心として複数N本の非励振素子A1乃至
- 10 ANを対称的に配置してもよい。このとき、アンテナコントローラ10は、当該電子制御導波器アレーアンテナ装置によって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないように、各リアクタンス値を循環して得られたN組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定するN個の
- 15 場合のうち、各場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号電力の、より大きい値となるときのリアクタンス値セットを選択して各可変リアクタンス素子12-1乃至12-Nに設定する。これにより、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-Nに対して設定するリアクタンス値セットを変化させた場合であっても、所定値以上のダイバーシティを得ることができ、しかも入力イ
- 20 ンピーダンスを実質的に変化させることがない。

- なお、この発明においても、上述の好ましい実施形態と同様に、好ましくは、受信される無線信号の信号電力が所定の信号電力を超える事象の累積確率であるCDF値が所定値であるときに、ダイバーシティ利得が実質的に最大となるように複数のリアクタンス値セットを設定してもよい。また、上述の好ましい
- 25 実施形態と同様に、好ましくは、受信される無線信号の信号電力が所定の信号電力を超える事象の累積確率であるCDF値が所定値であるときに、ダイバーシティ利得が所定値以上となるように複数のリアクタンス値セットを設定してもよい。

第4の変形例

図29は本発明に係る第4の変形例である電子制御導波器アレーアンテナ装置の平面図である。図29において、3本の非励振素子A1, A2, A3は励振素子A0を中心として半径dの円周15上にあり、非励振素子A1と非励振素子A2との間で角度 $180 - \theta_1$ ($0 < \theta_1 < 180$)度だけ離間して設けられ、非励振素子A1と非励振素子A3との間で角度 $180 - \theta_1$ 度だけ離間して設けられ、非励振素子A2と非励振素子A3との間で角度 $2\theta_1$ 度だけ離間して設けられている。このとき、3本の非励振素子A1, A2, A3の位置の点を仮想的に上記中心を通過しない直線で結んだとき二等辺三角形を形成し、非励振素子A2とA3は、非励振素子A1から励振素子A0を通過して延在する線LA1（対称線といい、対称線LA1が上記円周15と交差する点を交差点SA1とする。）を対称軸として線対称の位置に設けられている。なお、3本の非励振素子A1, A2, A3にはそれぞれ可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3が装荷されて、その他の構成は上述の好ましい実施形態と同様である。

以上のように構成された電子制御導波器アレーアンテナ装置において、上述の好ましい実施形態及び変形例と同様に、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないような、可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3に対するリアクタンス値セット (X_a, X_b, X_c) を設定することが可能である。ここで、非励振素子A2, A3は対称線LA1を対称軸として線対称の位置に設けられているので、可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3に対するリアクタンス値セット (X_a, X_b, X_c) の設定を、別のリアクタンス値セット (X_a, X_c, X_b) のごとく、可変リアクタンス素子12-2, 12-3の各リアクタンス値を入れ替えても励振素子A0の給電ポートからアンテナ装置側を見たときの入力インピーダンスは変化しない。従って、アンテナコントローラ10は、当該電子制御導波器アレーアンテナ装置によって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られ

かつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないように、上述のごとく入れ替えて得られた上記2組のリアクタンス値セット (X_a , X_b , X_c), (X_a , X_c , X_b) をそれぞれ設定する2つの場合のうち、各場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号電力の、

5 より大きい値となる時のリアクタンス値セットを選択して各可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3に設定する。これにより、各可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3に対して設定するリアクタンス値セットを変化させた場合であっても、所定値以上のダイバーシティを得ることができ、しかも入力インピーダンスを実質的に変化させることがない。

10 第5の変形例

図30は本発明に係る第5の変形例である電子制御導波器アレーアンテナ装置の平面図である。この第5の変形例に係る電子制御導波器アレーアンテナ装置は、図29の第4の変形例に比較して、図29の交差点SA1の位置に、可変リアクタンス素子12-4が装荷された非励振素子A4をさらに設けたこと

15 を特徴としている。

以上のように構成された電子制御導波器アレーアンテナ装置において、上述の第4の変形例と同様に、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないような、可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3, 12-4に

20 対するリアクタンス値セット (X_a , X_b , X_c , X_d) を設定することが可能である。ここで、非励振素子A2, A3は対称線LA1を対称軸として線対称の位置に設けられているので、可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3, 12-4に対するリアクタンス値セット (X_a , X_b , X_c , X_d) の設定を、別のリアクタンス値セット (X_a , X_c , X_b , X_d) のごとく、

25 可変リアクタンス素子12-2, 12-3の各リアクタンス値を入れ替えても励振素子A0の給電ポートからアンテナ装置側を見た時の入力インピーダンスは変化しない。従って、アンテナコントローラ10は、当該電子制御導波器アレーアンテナ装置によって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダ

イバーシティ利得が得られかつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないように、上述のごとく入れ替えて得られた上記2組のリアクタンス値セット (X_a, X_b, X_c, X_d), (X_a, X_c, X_b, X_d) をそれぞれ設定する2つの場合のうち、各場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号電力の、より大きい値となる時のリアクタンス値セットを選択して各可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3, 12-4に設定する。これにより、各可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-3, 12-4に対して設定するリアクタンス値セットを変化させた場合であっても、所定値以上のダイバーシティを得ることができ、しかも入力インピーダンスを実質的に変化させることがない。

第6の変形例

図31は本発明に係る第6の変形例である電子制御導波器アレーアンテナ装置の平面図である。図31において、5本の非励振素子A1, A2, A3, A4, A5は励振素子A0を中心として半径dの円周15上にあり、非励振素子A1と非励振素子A2との間及び非励振素子A1と非励振素子A5との間でそれぞれ角度 $180 - \theta_1$ ($0 < \theta_2 < \theta_1 < 180$)度だけ離間して設けられ、ここで、対称線LA1と、励振素子A0の位置と非励振素子A2の位置とを結ぶ線との間の角度を所定の角度 θ_1 で設定され、対称線LA1と、励振素子A0の位置と非励振素子A5の位置とを結ぶ線との間の角度を所定の角度 θ_1 で設定される。また、対称線LA1と、励振素子A0の位置と非励振素子A3の位置とを結ぶ線との間の角度を所定の角度 θ_2 で設定され、対称線LA1と、励振素子A0の位置と非励振素子A4の位置とを結ぶ線との間の角度を所定の角度 θ_2 で設定される。このとき、3本の非励振素子A1, A2, A5の位置の点を仮想的に上記中心を通過しない直線で結んだとき二等辺三角形を形成し、非励振素子A2とA5は、対称線LA1を対称軸として線対称の位置に設けられている。また、3本の非励振素子A1, A3, A4の位置の点を仮想的に上記中心を通過しない直線で結んだとき二等辺三角形を形成し、非励振素子A3とA4は、対称線LA1を対称軸として線対称の位置に設けられている。なお、

5本の非励振素子A 1乃至A 5にはそれぞれ可変リアクタンス素子1 2-1乃至1 2-5が装荷されて、その他の構成は上述の好ましい実施形態と同様である。

以上のように構成された電子制御導波器アレーアンテナ装置において、上述
5の好ましい実施形態及び変形例と同様に、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないような、可変リアクタンス素子1 2-1乃至1 2-5に対するリアクタンス値セット(X a, X b, X c, X d, X e)を設定することが可能である。ここで、非励振素子A 2, A 5は対称線L A 1を対称軸として線
10対称の位置に設けられ、非励振素子A 3, A 4は対称線L A 1を対称軸として線対称の位置に設けられているので、可変リアクタンス素子1 2-1乃至1 2-5に対するリアクタンス値セット(X a, X b, X c, X d, X e)の設定を、別のリアクタンス値セット(X a, X e, X c, X d, X b)のごとく、可変リアクタンス素子1 2-2, 1 2-5の各リアクタンス値を入れ替えても
15よいし、また、別のリアクタンス値セット(X a, X b, X d, X c, X e)のごとく、可変リアクタンス素子1 2-3, 1 2-4の各リアクタンス値を入れ替えてもよいし、さらには、さらに別のリアクタンス値セット(X a, X e, X c, X d, X b)のごとく、可変リアクタンス素子1 2-2, 1 2-5の各リアクタンス値を入れ替えかつ可変リアクタンス素子1 2-3, 1 2-4の各
20リアクタンス値を入れ替えてもよい。すなわち、対称線を対称軸として線対称の位置に設けられた各1対の非励振素子に装荷された可変リアクタンス素子のリアクタンス値セットのうちの少なくとも1対の非励振素子に装荷された可変リアクタンス素子のリアクタンス値セットを互い入れ替えてもよい。このように設定しても、励振素子A 0の給電ポートからアンテナ装置側を見たときの入
25力インピーダンスは変化しない。従って、アンテナコントローラ1 0は、当該電子制御導波器アレーアンテナ装置によって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないように、上述のごとく入

れ替えて得られた上記4組のリアクタンス値セット (X_a, X_b, X_c, X_d, X_e), (X_a, X_e, X_c, X_d, X_b), (X_a, X_b, X_d, X_c, X_e), (X_a, X_e, X_c, X_d, X_b) をそれぞれ設定する4つの場合のうち、各場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号電力の、より大きい
5 値となるときのリアクタンス値セットを選択して各可変リアクタンス素子12-1乃至12-5に設定する。これにより、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-5に対して設定するリアクタンス値セットを変化させた場合であっても、所定値以上のダイバーシティを得ることができ、しかも入力インピーダンスを実質的に変化させることがない。

10 第7の変形例

図32は本発明に係る第7の変形例である電子制御導波器アレーアンテナ装置の平面図である。この第7の変形例に係る電子制御導波器アレーアンテナ装置は、図31の第6の変形例に比較して、図31の交差点SA1の位置に、可
15 変リアクタンス素子12-6が装荷された非励振素子A6をさらに設けたことを特徴としている。この場合においても、第4の変形例と第5の変形例との関係と同様に、非励振素子A1, A6に装荷される可変リアクタンス素子12-1, 12-6のリアクタンス値を固定するが、他の可変リアクタンス素子のリアクタンス値を第6の変形例のごとく設定することにより、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-5に対して設定するリアクタンス値セットを変化
20 させた場合であっても、所定値以上のダイバーシティを得ることができ、しかも入力インピーダンスを実質的に変化させることがない。

第4乃至第7の変形例に係る発明

第4及び第5の変形例では、二等辺三角形の底辺側の2つの頂点の位置に対称線LA1を対称軸として非励振素子A2, A3が線対称で配置されている。
25 また、第6及び第7の変形例では、二等辺三角形の底辺側の2つの頂点の位置に対称線LA1を対称軸として非励振素子A2, A5が線対称で配置され、さらに、対称線LA1を対称軸として非励振素子A3, A4が線対称で配置されている。さらに、第5及び第7の変形例では、対称線LA1の交差点SA1の

位置にそれぞれ、非励振素子A 4又はA 6がさらに設けられている。以上の4つの変形例及びそれらから変形された例では、1対又は2対の非励振素子が対称線LA 1を対称軸として線対称で設けられているが、これを拡張して、3対以上の複数対の非励振素子を対称線LA 1を対称軸として線対称で設けてもよい。このとき、アンテナコントローラ10は、当該電子制御導波器アレーアンテナ装置によって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ当該電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスが実質的に変化しないように、線対称に設けられた少なくとも1対の非励振素子に装荷される可変リアクタンス素子の各リアクタンス値を入れ替えて得られた少なくとも2組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する少なくとも2つの場合のうち、各場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号電力の、より大きい値となるときのリアクタンス値セットを選択して各可変リアクタンス素子に設定する。これにより、各可変リアクタンス素子に対して設定するリアクタンス値セットを変化させた場合であっても、所定値以上のダイバーシティを得ることができ、しかも入力インピーダンスを実質的に変化させることがない。

なお、この発明においても、上述の好ましい実施形態と同様に、好ましくは、受信される無線信号の信号電力が所定の信号電力を超える事象の累積確率であるCDF値が所定値であるときに、ダイバーシティ利得が実質的に最大となるように複数のリアクタンス値セットを設定してもよい。また、上述の好ましい実施形態と同様に、好ましくは、受信される無線信号の信号電力が所定の信号電力を超える事象の累積確率であるCDF値が所定値であるときに、ダイバーシティ利得が所定値以上となるように複数のリアクタンス値セットを設定してもよい。

以上の第4乃至第7の変形例において、非励振素子A 1を設けなくても良く、ここで、他の非励振素子に装荷された可変リアクタンス素子のリアクタンス値の制御は上述の通り実行される。以上に説明した第4乃至第7の変形例及びそれらの変形例においては、励振素子A 0の位置を通過する対称線LA 1を対称

軸として線対称で設けられた少なくとも1対の非励振素子を含み、上記対称線
LA1上に位置し又は対称線LA1を対称軸として線対称で設けられた複数本
の非励振素子を備えて電子制御導波器アレーアンテナ装置が構成され、アンテ
ナコントローラ10は、当該電子制御導波器アレーアンテナ装置によって受信
5 される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ上
記アレーアンテナの入力インピーダンスが実質的に変化しないように、上記線
対称で設けられた少なくとも1対の非励振素子のリアクタンス値を入れ替えて
得られた複数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する少なくとも2つの
場合のうち、各場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号電力の、よ
10 り大きい値となるときのリアクタンス値セットを選択して各可変リアクタンス
素子に設定する。これにより、各可変リアクタンス素子に対して設定するリア
クタンス値セットを変化させた場合であっても、所定値以上のダイバーシティ
を得ることができ、しかも入力インピーダンスを実質的に変化させることがな
い。

15 第3及び第4の実装例

図33は本発明に係る第3の実装例である、携帯電話機204に搭載された
アレーアンテナ装置212を示す斜視図である。この実装例では、携帯電話機
204の上部に3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置であるアレーアン
テナ装置212を設けている。また、図34は本発明に係る第4の実装例であ
20 る、LANPCカード205に搭載されたアレーアンテナ装置210を示す斜
視図である。この実装例では、LANPCカード205のPC接続端子とは反
対側の端面に、上述の好ましい実施形態に係るアレーアンテナ装置210を設
けている。

第5の好ましい実施形態

25 図35は、本発明に係る第5の好ましい実施形態であるアレーアンテナ装置
100Aを示す平面図である。この第5の好ましい実施形態に係るアレーアン
テナ装置100Aは、図9のアレーアンテナ装置と比較して以下の点が異なる。

(1) 誘電体基板20aとして、裏面に接地導体11aを有し、誘電率=2.

6、誘電体損失 $\tan \delta = 0.0008$ のテフロン基板を用いた。なお、その大きさは縦 50 [mm]、横 50 [mm]、厚さ 0.6 [mm] である。

(2) 当該誘電体基板 20a において、可変リアクタンス素子 12-1, 12-2 をそれぞれ構成する例えば東芝製 JDV2S71EE 型である可変容量ダイオード 61, 62、給電用ストリップ導体 50、リアクタンス値信号伝送用ストリップ導体 51, 52 及び各ストリップ導体 51, 52 と各非励振素子 A1, A2 との間に挿入される例えば 10 k Ω のチップ抵抗 71, 72 とを備えた。

以下、図 35 を参照して、アレーアンテナ装置 100A の構成について詳述する。図 35 において、誘電体基板 20a の裏面には、概ね図上下側の部分に接地導体 11a が形成される一方、そのおもて面には、励振素子 A0 及び非励振素子 A1, A2 の各導体パターン（ストリップ導体）が、各素子が裏面の接地導体 11a の最上辺から 1/4 波長だけ突出するようにかつ互いに所定の間隔 d だけ離間して互いに平行となるように形成されている。ここで、裏面に接地導体 11a が形成されていない部分の励振素子 A0 及び非励振素子 A1, A2 の各導体パターンがアンテナ素子として動作する一方、裏面に接地導体 11a が形成されている部分の励振素子 A0 及び非励振素子 A1, A2 の各導体パターンがマイクロストリップ線路（伝送線路）として動作する。すなわち、励振素子 A0 の導体パターンが接地導体 11a の上辺と立体的に交差する励振素子 A0 上の点が給電点 A0p となる。

給電用ストリップ導体 50 は、例えば 2 段階で段階的に特性インピーダンスが変化するように形成された階段テーパ形状を有し、接地導体 11a とによりマイクロストリップ線路を構成する。給電用ストリップ導体 50 の上端 50a は励振素子 A0 の下端 50b に接続され、その接続点が給電接続点 A0f を構成する一方、給電用ストリップ導体 50 の下端 50b は無線受信機（図示せず。）に接続された給電ケーブルの心線に接続される。また、リアクタンス値信号伝送用ストリップ導体 51 は接地導体 11a とによりマイクロストリップ線路を構成し、その上端 51a はチップ抵抗 71 を介して非励振素子 A1 の下端 A1

eに接続される一方、その下端51bは、図38を参照して後述するように前置増幅器404を介して図1のアンテナコントローラ10を構成するパーソナルコンピュータ401と接続される。同様に、リアクタンス値信号伝送用ストリップ導体52は接地導体11aとによりマイクロストリップ線路を構成し、
5 その上端52aはチップ抵抗72を介して非励振素子A2の下端A2eに接続される一方、その下端52bは、図38を参照して後述するように前置増幅器404を介して図1のアンテナコントローラ10を構成するパーソナルコンピュータ401と接続される。

さらに、非励振素子A1の下端A1e近傍において、誘電体基板20aを厚さ方向に貫通するスルーホールの内周面に導体がメッキしてなるスルーホール導体63が形成され（なお、当該スルーホール内にスルーホール導体を充填してもよい。）、スルーホール導体63の一端は可変容量ダイオード61を介して非励振素子A1の下端A1e近傍に接続されている。また、同様に、非励振素子A2の下端A2e近傍において、誘電体基板20aを厚さ方向に貫通する
15 スルーホールに導体が充填してなるスルーホール導体64が形成され、スルーホール導体64の一端は可変容量ダイオード62を介して非励振素子A2の下端A2e近傍に接続されている。以上のように構成されたアレーアンテナ装置は、小型・軽量であって、薄型である3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置を形成できる。

20 図36は図35のアレーアンテナ装置100Aの実験結果であって、VSWRの周波数特性を示すグラフである。ここで、VSWRの測定は、可変容量ダイオード61、62にそれぞれリアクタンス値信号である逆バイアス電圧として、 $V_L = 0$ [V]、 $V_H = 25$ [V]を印加した状態で、3～7GHzの範囲で行った。図36から明らかなように、測定の結果、当該アレーアンテナ装置100Aは4.5～7.0GHzの範囲内で $VSWR \leq 3$ を達成している。
25

次いで、図35の3素子のアレーアンテナ装置100Aと、従来技術に係る2素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスのリアクタンス値切り替え前後での変化を測定により確認した。図37に、5.2GHz

での3素子のアレーアンテナ装置100Aと、2素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置の入力インピーダンスを、スミスチャート上にプロットした。ここで、3素子のアレーアンテナ装置100Aにおいては、各可変容量ダイオード61, 62にそれぞれ印加する逆バイアス電圧 V_1 と V_2 の切り替え前後において、50Ωのインピーダンス整合状態がほぼ維持されている。それに対して、図37中の三角形で示すように、より高い逆バイアス電圧 V_H 側で50Ωにインピーダンス整合をとった2素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置では、より低い逆バイアス電圧 V_L に切り替えた時点では、入力インピーダンス $Z_i = 39.4 - j4.26 [\Omega]$ (図37中の逆三角形)まで変化した。3素子のアレーアンテナ装置100Aにおいては、切り替え前後でアンテナ入力インピーダンスが一定であることが特徴であるが、そのことを実験によって確認できた。

次いで、第5の好ましい実施形態に係るアレーアンテナ装置100Aを用いた、リアクタンスダイバーシティ効果の測定とその結果について以下に説明する。

図38は図35のアレーアンテナ装置100Aの実験を行う受信機側の測定システムを示す斜視図である。図38において、当該測定システムは車輪付き台車400上に構築しており、試験環境内を一定速度で移動させながら、アレーアンテナ装置100Aの可変リアクタンス値を一定間隔で連続して切り替えて測定することで、フェージング環境での測定結果を得る。当該測定システムにおいては、車輪付き台車400上に、図1のアンテナコントローラ10の主制御部を構成するパーソナルコンピュータ401と、例えばヒューレットパッカード製8349B型(利得20dB)の前置増幅器402と、例えばアドバンテスト製R3371A型のスペクトラムアナライザ403と、2.5の増幅度を有する直流増幅器404と、アレーアンテナ装置100Aとが載置されている。

3素子のアレーアンテナの制御装置100Aの給電接続点A0fから出力される受信した無線信号は、前置増幅器402で増幅した後、スペクトラムアナ

ライザ403に入力する。スペクトラムアナライザ403はゼロスパンモードで動作させ、受信した無線信号の電力強度に比例する電圧出力を取り出し、それをパーソナルコンピュータ401に接続したA/D変換ボードを介してパーソナルコンピュータ401内のハードディスクメモリに格納して記録する。

5 リアクタンス値の切り替えは、パーソナルコンピュータ401に接続したD/A変換ボードによって、A/D変換と同期させて可変容量ダイオード61、62の逆バイアス電圧を V_H 、 V_L の間で切り替えることで行う。当該実施例では、D/A変換ボードの出力電圧が最大10[V]であるため、直流増幅器404により2.5倍に増幅して3素子のアレーアンテナ装置100A上の可変容量

10 ダイオード61、62と接続している。切り替えの周期は、図38の測定システムの移動速度に対して、リアクタンス値の切り替え前後での測定結果が、ほぼ同時に測定されたものと見なせる値として、1.5ミリ秒間隔で行った。この値は、スペースダイバーシティアンテナとRFスイッチによるランダムフィールド測定法の研究結果を参考に決定した(例えば、非特許文献5及び6参照。)

15 図39は図35のアレーアンテナ装置100Aの実験環境のレイアウトを示す平面図である。図39に示すように、5.2GHzの無線送信機410を部屋415の中心においた状態で、図38の受信機側の測定システムを、波線411に沿って一定の速度で移動させて測定した。アレーアンテナ装置100Aの設置高さは送信側、受信側ともに1.2mとした。

20 図40は図35のアレーアンテナ装置100Aの実験結果であって、ダイバーシティ利得を示す、規格化電力に対するCDF値のグラフである。この実験結果は、図39での試験環境における測定結果より導いた規格化した受信電力[dB]に対するCDF値の曲線を示している。ここで、縦軸のCDF値は3素子のアレーアンテナ装置100Aでの受信電力が、横軸の値より高い値となった場合について導いた累積確率を示している。状態1、状態2はそれぞれ、非励振素子A1、A2に装荷された各可変容量ダイオード61、62への逆バイアス電圧が $(V_1, V_2) = (0, 2.5)$ [V]、 $(V_1, V_2) = (2.5, 0)$ [V]の場合の累積確率分布曲線である。逆バイアス電圧の切り替え前後

25

で、受信電力のより高い方を選ぶことにより、選択合成した結果の累積確率分布曲線は、実線（ダイバーシティ）で示した。

状態 1 及び状態 2 の場合の結果は、図 40 中のレイリー曲線にほぼ沿っており、図 39 の試験環境は、直接波の影響の少ないフェージング環境であると予想される。3 素子のアレーアンテナ装置 100A のダイバーシティ能力を、ダイバーシティを行わない場合と行った場合の受信電力の差、すなわちダイバーシティ利得で評価する。図 40 から明らかなように、累積確率分布（CDF 値）が 90% の場合で比較すると、ダイバーシティ受信によって約 4 dB のダイバーシティ利得 303 が得られ、受信電力に改善が見られる。また、よりフェージングの深い CDF 値が 99% のときでは、約 7 dB のダイバーシティ利得 304 が得られた。

以上説明したように、3 素子のアレーアンテナ装置 100A によるリアクタンスダイバーシティを提案し、実験により確認した。試作により、平面型 3 素子のアレーアンテナ装置 100A が誘電体基板 20a と 2 個の可変容量ダイオード 61, 62 によって構築できることを証明した。このことは、平面型 3 素子のアレーアンテナ装置 100A を低コストで実装できることを示している。また、上述のように、3 素子のアレーアンテナ装置 100A においては、切り替え前後でアンテナ装置の入力インピーダンスが一定であることが実験によって確認された。ダイバーシティ利得を測定した結果、CDF 値が 99% 時で約 7 dB のダイバーシティ利得が得られることがわかった。さらには、平面型 3 素子のアレーアンテナ装置 100A によるダイバーシティ受信が、耐マルチパスフェージング能力を示すことが実験により確認できた。

第 6 の好ましい実施形態

図 41 は本発明に係る第 6 の好ましい実施形態であるアレーアンテナ装置 100B を示す平面図である。この第 6 の好ましい実施形態に係るアレーアンテナ装置 100B は、図 9 のアレーアンテナ装置に比較して以下の点が異なる。

(1) 誘電体基板 20 に代えて、図 41 に基板データを示す誘電体基板 20b を備えた。

(2) 接地導体 11a の上下方向の長さを λ_g とした。ここで、 λ_g は、誘電体基板 20b の誘電率 ϵ_r から求められる実効波長である。

なお、図 41 において、 t は誘電体基板 20b の厚さであり、 ϵ_r はその誘電率であり、 σ は誘電体基板 20b 上に形成される導体の導電率である。

- 5 当該好ましい実施形態において用いるアレーアンテナ装置 100B のための制御装置は、図 1 と同様に構成される。ここで、非励振素子 A1 及び A2 には可変リアクタンス素子 12-1, 12-2 としてそれぞれ可変容量ダイオードが装荷されている。装荷リアクタンスは、可変容量ダイオードのみでは負のリアクタンスしか得られないので、誘導性までを可変範囲とする場合は、必要に
- 10 応じて直列又は並列にインダクタを接続する。可変容量ダイオードに印加される直流バイアス電圧は、図 1 のコントローラ 10 により入れ替わるよう構成されている。つまり、装荷リアクタンス値 (x_1 , x_2) は、(x_1 , x_h) 及び (x_h , x_1) の 2 値に切り換えられ、当該アレーアンテナ装置 100B の指向性が変化する。この好ましい実施形態では、各ダイバーシティ枝の指向性を決定する装荷リアクタンス値を、「枝リアクタンス」という。従って、上記
- 15 リアクタンス値の定数 x_h 、 x_1 によって定まる 2 つの指向性が「ダイバーシティ枝」となる。この好ましい実施形態に係る構成によれば、切り換えによってアンテナのインピーダンスは変化せず、固定定数回路により整合可能である。

- この好ましい実施形態において、リアクタンス値の切り換えは、単一の受信
- 20 回路でアンテナを切り換える、アンテナ切り換えダイバーシティ（例えば、非特許文献 7 参照。）やアンテナ選択ダイバーシティ（例えば、非特許文献 8 及び 9 参照。）のアルゴリズムを用いることができる。以下、後者のアルゴリズムにより制御を行うものとする。一般に無線受信機のアンテナ系でダイバーシティ枝を切り換えると受信無線信号の位相が不連続となり、少なくとも 1~2
- 25 シンボルの間でビット誤りが発生する。これを回避するために、受信フレームもしくはスロットの先頭部に設けられたプリアンプル区間内で「枝リアクタンス」を x_1 、 x_h の 2 値に切り換え、RSSI (Receive Signal Strength Indication; 受信した電波信号の強さを数値化した値をいう。) が高かった側に

枝リアクタンスを固定して当該スロットのデータ区間を受信する。従って、フェージングがスロット長に対して十分遅ければ、検波後選択合成ダイバーシティと同等の特性が得られる。

- 次いで、この好ましい実施形態に係るアレーアンテナ装置 100B などを用いた計算機シミュレーションとその結果について以下に説明する。なお、当該計算機シミュレーションでは、マルチパス伝搬環境におけるリアクタンスダイバーシティ受信のビット誤り率特性を、計算機シミュレーションにより評価する。当該計算機シミュレーションにおける諸元を表 1 に示す。

10 表 1
シミュレーション緒元

素子数	3
素子間隔	$d = 0.1\lambda$
15 入射波の数	8
入射波の方向	一様分布 ($0 - 2\pi$)
入射波の振幅	レイリー分布
入射波の位相	一様分布 ($0 - 2\pi$)
フェージング	周波数に対して平坦で低速

当該計算機シミュレーションでは以下の 2 つのアンテナモデルを用いる。

(1) 無限地板上に設置した、半径 $1/100$ 波長の円柱形状を有するモノポールアンテナ装置 (以下、無限地板モデルという。)

- 25 (2) 図 41 に示す厚さ $t = 0.6\text{ mm}$ の高周波用両面プリント基板 (以下、プリント基板という。) にてなる誘電体基板 20b 上に形成した 3 素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置であるアレーアンテナ装置 100B (以下、プリント基板モデルという。)。ここで、誘電体基板 20b 上にストリップ導体

にてなるマイクロストリップ線路を形成し、その先端を $\lambda/4$ （ここで、 λ は自由空間波長）だけ接地導体11aの最上辺の位置より上方向に延在させている。測定周波数は5.2GHzとした。マイクロストリップ線路の線路幅はストリップ導体の特性インピーダンスが50[Ω]となる値である。従って、各素子A0, A1, A2の下端のポートP0, P1, P2と、モノポール素子を構成する各素子A0, A1, A2の接地導体11aの最上辺における電流はほぼ等しいと仮定する。

当該計算機シミュレーションにおいては、移動局において、リアクタンスダイバーシティ受信を行うものとし、伝搬路は図42に示すジェークス（Jake s）のモデルを仮定した。すなわち、M個の素波が方位角（DOA） ϕ からランダムに到来する。各素波のDOAは $0-2\pi$ の一様分布とし、各素波の位相と振幅はそれぞれ一様分布及びレイリー分布とした。ここで、 h_m 、 ϕ_m をそれぞれ第m番目の素波の伝達関数及びDOAとおく。素波の伝達関数とは、励振素子A0の位置に対するものである。各素波の位相と振幅が与えられれば、受信回路の入力に至る伝達関数は、電子制御導波器アレーアンテナ装置の指向性、枝リアクタンスの関数となり、一般にN+1素子の場合次式により表される。

$$h(x_1, x_2, \dots, x_N) = \sum_{m=1}^M D(\phi_m) h_m = \sum_{m=1}^M h_m w^T a(\phi_m) \quad (27)$$

すなわち、伝達関数 $h(x_1, x_h)$ と伝達関数 $h(x_h, x_1)$ の絶対値を比較して大きい方を選択し、受信信号の振幅とする。受信機入力における熱雑音として、加法性白色ガウス雑音（AWGN）を仮定し、その電力密度を N_0 とすればフェージング変動に対する瞬時信号対雑音電力比（ E_b/N_0 ）が求まる。ここで、変調方式はBPSKとし、遅延検波による復調を仮定するとビット誤り率（以下、BERという。） P_c は次式で表される（例えば、非特許文献10参照。）。

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\gamma} \quad (28)$$

ここで、

$$\gamma = E_b / N_0 \quad (29)$$

当該計算機シミュレーションでは、受信スロット（フレーム）毎に各素波の h_m 、 ϕ_m を乱数により発生させて、伝達関数 $h(x_1)$ と伝達関数 $h(x_h)$ 、あるいは伝達関数 $h(x_1, x_h)$ と伝達関数 $h(x_h, x_1)$ を求め、上記
 5 式（28）により受信スロット毎のBERを求めている。つまり、スロット中はフェージング変動が無いものとしており、スロット長に対して十分遅いフェージングを仮定している。

次いで、等価ウェイトベクトルの算出について以下に説明する。まず、等価ウェイトベクトル w を上記式（19）及び式（20）より算出する。アドミタ
 10 ンス行列 Y の各要素は表1に示した素子形状と配置から、モーメント法により求めた下記の値を用いた。

（1）無限地板モデルの場合のアドミタンス行列の各要素

$$\begin{aligned} y_{00} &= 8.843 \times 10^{-4} - j4.389 \times 10^{-2} \\ y_{01} &= y_{02} = 1.545 \times 10^{-3} + j2.390 \times 10^{-2} \\ y_{11} &= y_{22} = 9.882 \times 10^{-3} - j2.663 \times 10^{-2} \\ y_{12} &= 8.944 \times 10^{-4} - j8.776 \times 10^{-4} \end{aligned}$$

(30)

（2）プリント基板モデルの場合のアドミタンス行列の各要素

$$\begin{aligned} y_{00} &= 7.920 \times 10^{-4} - j1.383 \times 10^{-2} \\ y_{01} &= y_{02} = 6.275 \times 10^{-4} + j6.212 \times 10^{-3} \\ 15 \quad y_{11} &= y_{22} = 3.841 \times 10^{-3} - j8.665 \times 10^{-3} \\ y_{12} &= 4.250 \times 10^{-4} + j6.770 \times 10^{-4} \end{aligned}$$

(31)

ここで、単位はS（シーメンス、 Ω^{-1} ）であり、 y_{mn} はアドミタンス行列 Y の $m+1$ 行 $n+1$ 列の要素を示す。以上より得られた等価ウェイトベクトル w について、リアクタンス値 x_1 又はリアクタンス値 x_2 を変化させたときの軌跡を無限地板モデルの場合について、図43乃至図45に示し、プリント
 20 基板モデルの場合について図46乃至図48に示す。前者の無限地板モデルの

場合においては次式が成立する。

$$(w_0 \ w_1) = w^T \quad (3 \ 2)$$

また、後者のプリント基板モデルの場合においては次式が成立する。

$$(w_0 \ w_1 \ w_2) = w^T \quad (3 \ 3)$$

- 5 非特許文献 1 1 より、リアクタンス値 x_1 又はリアクタンス値 x_2 から等価ウェイト w_0 、 w_1 又は w_2 への写像は一次変換であるから、これらの軌跡は全て円となり、リアクタンス値 x_1 又は x_2 を減じたときの回転方向は全て半時計方向となる。なお、図 4 3 乃至図 4 5 ではリアクタンス値 x_2 に関して、10 Ω 毎に 0 から -80 Ω までプロットしている。
- 10 次いで、BER 特性について以下に説明する。得られた等価ウェイト w を用い、上述した条件により計算機シミュレーションを行った。得られた BER 特性を図 4 9 に示す。比較のため、十分 (10 λ) 離して設置され理想的に整合された無限地板モデル (モノポールアンテナ) による空間ダイバーシティと、当該モノポールアンテナによるダイバーシティ無しの特性格も示している。枝リアクタンス (x_h , x_l) は、無限地板モデルについては、(0, -30) [Ω] と (0, -60) [Ω] の場合について、プリント基板モデルについては (0, -70) [Ω] と (0, -110) [Ω] の場合について示した。これらの等価ウェイトを図 4 3 において矢印で示した。無限地板モデルでは (0, -60) [Ω] の場合に最も特性が良好で、空間ダイバーシティとほぼ一致した特性が
- 15 得られた。一方、プリント基板モデルの場合には (0, -110) [Ω] の場合に特性が良好であるが、空間ダイバーシティに対して、 $BER = 10^{-3}$ において約 3 dB の劣化が見られた。

- 25 以上の結果より、高いダイバーシティ利得を得るためには、ダイバーシティ枝間で等価ウェイトを、複素平面上で離れるように設定すればよいと考えられる。従って、リアクタンスダイバーシティの設計にあたっては、対応する等価ウェイトが互いに複素平面上で離れるよう、枝リアクタンスを設定すれば良い。図 4 3 乃至図 4 5 から明らかなように、枝リアクタンス (0, -60)、(-60, 0) [Ω] の組み合わせは上記基準に沿ったものである。一方、プリン

ト基板モデルにおいては約 3 d B の劣化が見られる。ただし、劣化要因の 1 つはインピーダンス不整合によるものであり、簡単な整合回路により容易に改善できる。励振素子 A 0 の等価ウェイト w_0 は当該素子 A 0 の電流をインピーダンス整合時の電流で規格化したものであるから、 $w_0 = 1 + j 0$ から離れるほど、V S W R が増加し、利得が次式分 [d B] だけ低下することとなる。

$$10 \log \left(2 \operatorname{Re}[w_0] - |w_0|^2 \right) \quad (34)$$

図 4 6 の $(x_1, x_2) = (0, -110) [\Omega]$ 、 $(w_0 = 0.97 - j 0.53)$ に対する利得低下は上記式 (34) より 1.5 d B であるから、適当なインピーダンス整合回路を設けた場合の空間ダイバーシティに対する劣化は残りの 1.5 d B になり、B E R = 10^{-3} において 10.5 d B のダイバーシティ利得となる。

ところで、図 4 9 の B E R 特性のカーブは空間ダイバーシティとほぼ平行になっており、これはダイバーシティ枝としての相関がほぼ 0 になっていることを示している。従って、残り 1.5 d B の劣化は、平均利得（電力利得をアジマス全方位で平均した値）が理想的なモノポールアンテナに対して約 0.7 になっていることを示している。これはプリント基板モデルの誘電体基板 20 b の誘電体損失 $\tan \delta$ 及び導電率による損失のほか、解析モデルの不完全性によるものと考えられる。すなわち、以上の解析では図 4 1 の各ポート P 0, P 1, P 2 における電流と、モノポールアンテナの素子給電部（接地導体 11 a の最上辺）が等しいとの仮定（近似）によっているが、実際には 3 本のストリップ線路間相互の影響により、一般には異なる。

以上より、リアクタンスダイバーシティの設計基準として以下のようにまとめることができる。

(1) ダイバーシティ枝（切り換える 2 つの指向性）間で、等価ウェイトが複素平面上で互いに離れるようにする。すなわち、複素平面上でのダイバーシティ枝間の距離が最大となるように設定する。

(2) 励振素子 A 0 の等価ウェイトが $1 + j 0$ に近くなるようにすれば、アンテナ装置と給電ケーブルとの間のインピーダンス整合回路を省略できる。

上記（１）は、特定の条件におけるシミュレーションから得られたものであり、普遍性についてはさらなる理論検討を要する。しかしながら、ダイバーシティ枝間で等価ウェイトが近接した場合、両者の指向性も近くなり、枝間の受信レベル相関が高くなってダイバーシティ利得が低下するのは明らかである。

5 従って、上記（１）は少なくとも必要条件である。

以上説明したように、リアクタンス値を２状態に切り換える、バイナリリアクタンスダイバーシティ受信の特性と、リアクタンスの設定基準について評価した。マルチパス伝搬モデルにおけるレイリーフェージング下におけるビット誤り率を、計算機シミュレーションにより評価した。その結果、素子間隔 0.

10 1 波長、3 素子の構成で、無限地板モデルによるモノポールアンテナの場合は 12 dB、プリント基板モデルによるモノポールアンテナで 10.5 dB のダイバーシティ利得が得られた。さらに、リアクタンスダイバーシティの設計基準について検討し、等価ウェイトベクトルの枝間の相対関係と、給電素子の等価ウェイト、すなわちインピーダンス整合が重要であることを示した

15 付録

以下においては、非特許文献 11 における理論解析を用い、装荷リアクタンス、すなわち枝リアクタンスと等価ウェイトとの関係について理論的に示す。まず、上記式（2.0）をクラメルの公式を用いて等価ウェイトベクトル w に関して解くと、次式を得る。

$$20 \quad w_k = \frac{\det(v_0 \ v_1 \ \dots \ v_{k-1} \ 2z_s u_0 \ v_{k+1} \ \dots \ v_N)}{\det V} \quad (35)$$

ここで、

$$V = Y - I + X = (v_0 \ v_1 \ v_2 \ \dots \ v_N) ; 0 \leq k \leq N \quad (36)$$

次いで、まず、等角性について以下に説明する。ある k に対して、 $i \neq k$ ($0 \leq i \leq N$) なる全てのリアクタンス x_i を固定した時のリアクタンス x_k から
25 等価ウェイトベクトル w_k 及び w_i への写像は一次変換であり、等角写像である。証明は以下による。

ある行列 V において、リアクタンス x_k を含む要素は対角要素の第 $k+1$ 行 $k+1$ 列のみである。上記式（18）の分母である $\det(V)$ を第 $k+1$ 列

($1 \leq k \leq N$) で展開すると、次式を得る。

$$\det V = (z_{kk} + jx_k) \det V_{k+1, k+1} + \sum_{i=0, \neq k}^N (-1)^{i+k} z_{ik} \det V_{i+1, k+1} \quad (37)$$

ここで、 $V_{m, n}$ は行列 V から m 行 n 列を除いた行列を表し、 $z_{m, n}$ はアドミタンス行列 Y^{-1} の m 行 n 列要素を表す。従って、リアクタンス x_k を含む項は右辺第 1 項目のみであり、リアクタンス x_k に関して 1 次式である。同様に、各 x_i に関しても 1 次式である。一方、上記式 (18) の分子は同様に、第 $k+1$ 列で展開すると、次式を得ることができ、 x_k を含まない。

$$\det(v_0 \ v_1 \ \dots \ v_{k-1} \ 2z_s u_0 \ v_{k+1} \ \dots \ v_{N-1}) = (-1)^{k+2} 2z_s \det V_{1, k+1} \quad (38)$$

一方、各 x_i に関しては 1 次式となっている。つまり、次式の形式となる。

$$w_k = \frac{x_i (\text{すべての } i \neq k) \text{ の 1 次式}}{x_k \text{ および } x_i (\text{すべての } i \neq k) \text{ の 1 次式}} \quad (39)$$

従って、等価ウェイト w_k はリアクタンス x_k からの (複素関数としての) 一次変換であり、リアクタンス x_i からの一次変換でもある。従って、一次変換の性質より、ある特定のリアクタンスを変化させたときの等価ウェイト w_k の軌跡は円になる。特に、リアクタンス x_i ($0 \leq i \leq N-1$, $i \neq k$) を固定してリアクタンス x_k を変化させたとき、等価ウェイト w_k は原点を通る円軌跡を描く。

次いで、等価ウェイト軌跡の回転角の共通性について以下に説明する。以上のように、上記式 (35) の分母はリアクタンス x_i の一次式であり、全ての k に対して共通である。一方、分子は $i \neq k$ のとき、リアクタンス x_i の一次式で $i = k$ の場合は、リアクタンス x_i を含まない。従って、等価ウェイト w_k は次式の形式で書くことができる。

$$w_k = a_{ik} + \frac{b_{ik}}{jx_i + c_i} \quad (40)$$

ここで、 a_{ik} 、 b_{ik} 、 c_i は、アドミタンス行列の逆行列 Y^{-1} 、信号源インピーダンス z_s 及び装荷リアクタンス x_i ($i \neq 1$) で決まる複素数で

リアクタンス x_i を含まない。特に、 $k = i$ の場合は $a_{i k} = 0$ である。このとき、上記 40 の右辺第 2 項の分母 $j x_i + c_i$ はリアクタンス x_i の変化に対して複素平面上の直線を動くから、一次変換の性質より等価ウェイト w_i の軌跡は原点を通る円となる。ここで、 $j x_i + c_i$ は全ての k に対して共通なので、等価ウェイト w_k は $1 / (j x_i + c_i)$ の軌跡を複素数 $b_{i k}$ で相似変換と回転を行い、複素数 $a_{i k}$ で平行移動したものである。従って、軌跡円上の回転角は、全ての等価ウェイト w_k に対して $1 / (j x_i + c_i)$ の円軌跡における回転角と回転方向を含めて共通である。つまり、リアクタンス x_i の適当な変化により等価ウェイト w_i が軌跡円上を角度 θ だけ回転すれば、
 5 等価ウェイト w_k も同じ方向に角度 θ だけ回転する。

他の変形例

図 50 は、本発明の変形例に係る可変リアクタンス素子 12-1, 12-2 に印加される制御電圧に対する入力インピーダンス Z_{in} 及びリアクタンス値 X_1, X_2 の特性において設定可能な 3 つの状態 P_1, P_2, P_3 を示すグラフである。
 15

上記の第 1 の好ましい実施形態においては、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ上記アレーアンテナの入力インピーダンスが実質的に変化しないように、2 組のリアクタンス値セットから 1 組のリアクタンス値セットを選択する場合について説明しているが、本発明はこれに限らず、図 50 に示すように、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ上記アレーアンテナの入力インピーダンスが実質的に変化しないように、3 組又は以上の組のリアクタンス値セットから 1 組のリアクタンス値セットを選択するようにしてもよい。
 20

以上の実施形態において、上記アレーアンテナは、励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた複数本の非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された複数個の可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子に設定するリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子を導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアンテナ装置であってもよい。ここで、アンテナコントローラ 1
 25

0は、好ましくは、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、入力インピーダンスが実質的に変化しないことを限定せずに、所定値以上のダイバーシティ利得が得られるように、複数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する複数の場合のうち、上記複数の場合において受信される各無線
5 信号の信号品質に基づいて、所定の選択基準に従って、上記複数組のリアクタンス値セットのうちの1つのセットを選択して上記複数個の可変リアクタンス素子に設定する。

また、上記複数の場合は、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ上記アレーアンテ
10 ナの入力インピーダンスが実質的に変化しないように、複数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する場合である。

さらに、上記各無線信号の信号品質は、信号電力に限らず、信号強度と、信号対雑音比と、信号に対する干渉雑音を含む雑音の比と、搬送波信号対雑音比と、ビット誤り率と、フレーム誤り率と、パケット誤り率とのうちのいずれか
15 1つを用いて評価されてもよい。

また、上記選択基準は、好ましくは、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質が所定のしきい値以上であることである。もしくは、上記
選択基準は、好ましくは、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質が、信号電力と、信号対雑音比と、信号に対する干渉雑音を含む雑音の
20 比と、搬送波信号対雑音比とのうちのいずれか1つの場合において、当該信号品質が最大値となるリアクタンス値セットを選択することである。とって代わって、上記選択基準は、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質が、ビット誤り率と、フレーム誤り率と、パケット誤り率とのうちのいずれか1つの場合において、当該信号品質が最小値となるリアクタンス値セット
25 を選択することである。

さらに、アンテナコントローラ10は、好ましくは、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質が所定のしきい値未満となったとき、上記複数組のリアクタンス値セットの中から任意に1つのリアクタンス値セットを

選択し、当該選択したリアクタンス値セットにおいて上記信号品質が所定の選択基準に達するまで上記選択の処理を繰り返す。もしくは、アンテナコントローラ 10 は、好ましくは、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質が所定のしきい値未満となったとき、上記複数組のリアクタンス値セットの中から所定の順序で 1 つのリアクタンス値セットを選択し、当該選択したリアクタンス値セットにおいて上記信号品質が所定の選択基準に達するまで上記選択の処理を繰り返す。

さらに、アンテナコントローラ 10 は、好ましくは、上記しきい値を所定の範囲で変化させながら上記複数の場合を切り換え、上記各無線信号の信号品質が所定の選択基準を満足するときのしきい値を上記しきい値として設定する。

またさらに、アンテナコントローラ 10 は、好ましくは、現在選択されているリアクタンス値セットの場合における無線信号の信号品質が上記しきい値よりも低い別のしきい値を所定の自然数の回数以上下回ったとき、上記しきい値の設定を行う。さらにもしくは、アンテナコントローラ 10 は、好ましくは、上記アレーアンテナの制御装置を搭載する無線通信装置の移動が検出されたとき、上記しきい値の設定を行う。また、アンテナコントローラ 10 は、好ましくは、上記アレーアンテナの制御装置を搭載する無線通信装置の変復調方式が切り換えられたとき、上記しきい値の設定を行う。さらに、アンテナコントローラ 10 は、好ましくは、上記アレーアンテナの制御装置を搭載する無線通信装置の使用周波数が切り換えられたとき、上記しきい値の設定を行う。またさらに、アンテナコントローラ 10 は、好ましくは、上記選択基準に従って、上記複数組のリアクタンス値セットのうちの 1 つのセットを選択して上記複数個の可変リアクタンス素子に設定したとき、所定の期間、そのセットの切り換えを停止する。

以上詳述したように、本発明に係るアレーアンテナの制御装置によれば、送信された無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた複数本の非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された複数個の可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素

子に設定するリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子を導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置である。ここで、上記アレーアンテナの制御装置は、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られるように、複数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する複数の場合のうち、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質に基づいて、所定の選択基準に従って、上記複数組のリアクタンス値セットのうちの1つのセットを選択して上記複数個の可変リアクタンス素子に設定する制御手段を備える。従って、従来技術に比較して、ハードウェア構成がきわめて簡単であるとともに、きわめて簡単な制御でより大きなダイバーシティ利得を得ることができる。特に、マルチパスフェージングが存在するときのアンテナ利得を単純な1ビット制御で大きく改善する効果が得られるので、ラップトップ端末装置やPCカードなどの民生コンシューマ端末装置に搭載可能なダイバーシティアンテナを実現できる。また、本発明に係る1ビット制御では、可変リアクタンス素子を連続的に制御する従来技術において必要な制御電圧発生用DAコンバータが不要となるので、アンテナ装置のさらなる小型化と低コスト化が図れる。

また、上記アレーアンテナの制御装置において、上記複数の場合は、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ上記アレーアンテナの入力インピーダンスが実質的に変化しないように、複数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する場合である。従って、従来技術に比較して、ハードウェア構成がきわめて簡単であるとともに、きわめて簡単な制御でより大きなダイバーシティ利得を得ることができる。また、上記アレーアンテナの入力インピーダンスを実質的に変化させることがない。

さらに、本発明に係るアレーアンテナ装置によれば、1本の励振素子と、上記励振素子を挟設しかつ上記励振素子とともに一直線上に設けられた2本の非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された2個の可変リアクタンス

素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子に設定するリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子を導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナ装置である。ここで、上記アレーアンテナ装置は、互いに平行な第1の面と第2の面とを有する誘電体

5 基板と、上記誘電体基板の第2の面のうちの所定の第1の領域上に形成された接地導体と、上記誘電体基板の第1の面上であって、上記第1の領域に対向する領域から突出するように所定の長さを有しかつ互いに所定の間隔を有するように形成され、それぞれ上記励振素子と上記2本の非励振素子として動作する3本のストリップ導体とを備える。従って、3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置において、小型・軽量であって、薄型のアレーアンテナ装置を提供

10 できる。

産業上の利用可能性

以上詳述したように本発明によれば、従来技術に比較して、ハードウェア構成がきわめて簡単であるとともに、きわめて簡単な制御でより大きなダイバー

15 シティ利得を得ることができる。また、上記アレーアンテナの入力インピーダンスを実質的に変化させることがない。特に、マルチパスフェージングが存在するときのアンテナ利得を単純な1ビット制御で大きく改善する効果が得られるので、ラップトップ端末装置やPCカードなどの民生コンシューマ端末装置に搭載可能なダイバーシティアンテナを実現できる。また、本発明に係る1ビ

20 ット制御では、可変リアクタンス素子を連続的に制御する従来技術において必要な制御電圧発生用DAコンバータが不要となるので、アンテナ装置のさらなる小型化と低コスト化が図れる。さらに、3素子の電子制御導波器アレーアンテナ装置において、小型・軽量であって、薄型のアレーアンテナ装置を提供できる。

請求の範囲

1. 送信された無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の
の間隔だけ離れて設けられた複数本の非励振素子と、上記各非励振素子にそれ
ぞれ接続された複数個の可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアク
5 タンス素子に設定するリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素
子を導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させ
るアレーアンテナの制御装置であって、

上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上の
ダイバーシティ利得が得られるように、複数組のリアクタンス値セットをそれ
10 ぞれ設定する複数の場合のうち、上記複数の場合において受信される各無線信
号の信号品質に基づいて、所定の選択基準に従って、上記複数組のリアクタン
ス値セットのうちの1つのセットを選択して上記複数個の可変リアクタンス素
子に設定する制御手段を備えたことを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

2. 上記複数の場合は、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基
15 づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ上記アレーアンテナの
入力インピーダンスが実質的に変化しないように、複数組のリアクタンス値セ
ットをそれぞれ設定する場合であることを特徴とする請求項1記載のアレーア
ンテナの制御装置。

3. 上記各無線信号の信号品質は、信号強度と、信号電力と、信号対雑音比と、
20 信号に対する干渉雑音を含む雑音の比と、搬送波信号対雑音比と、ビット誤り
率と、フレーム誤り率と、パケット誤り率とのうちのいずれか1つを用いて評
価されることを特徴とする請求項1又は2記載のアレーアンテナの制御装置。

4. 上記選択基準は、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品
質が所定のしきい値以上であることを特徴とする請求項1乃至3のうちのいづ
25 れか1つに記載のアレーアンテナの制御装置。

5. 上記選択基準は、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品
質が、信号電力と、信号対雑音比と、信号に対する干渉雑音を含む雑音の比と、
搬送波信号対雑音比とのうちのいずれか1つの場合において、当該信号品質が

最大値となるリアクタンス値セットを選択することを特徴とする請求項1乃至3のうちのいずれか1つに記載のアレーアンテナの制御装置

6. 上記選択基準は、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質が、ビット誤り率と、フレーム誤り率と、パケット誤り率とのうちのいずれか1つの場合において、当該信号品質が最小値となるリアクタンス値セットを選択することを特徴とする請求項1乃至3のうちのいずれか1つに記載のアレーアンテナの制御装置

7. 上記制御手段は、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質が所定のしきい値未満となったとき、上記複数組のリアクタンス値セットの中から任意に1つのリアクタンス値セットを選択し、当該選択したリアクタンス値セットにおいて上記信号品質が所定の選択基準に達するまで上記選択の処理を繰り返すことを特徴とする請求項1乃至6のうちのいずれか1つに記載のアレーアンテナの制御装置

8. 上記制御手段は、上記複数の場合において受信される各無線信号の信号品質が所定のしきい値未満となったとき、上記複数組のリアクタンス値セットの中から所定の順序で1つのリアクタンス値セットを選択し、当該選択したリアクタンス値セットにおいて上記信号品質が所定の選択基準に達するまで上記選択の処理を繰り返すことを特徴とする請求項1乃至6のうちのいずれか1つに記載のアレーアンテナ制御装置。

9. 上記制御手段は、上記しきい値を所定の範囲で変化させながら上記複数の場合を切り換え、上記各無線信号の信号品質が所定の選択基準を満足するときのしきい値を上記しきい値として設定することを特徴とする請求項1乃至8のうちのいずれか1つに記載のアレーアンテナの制御装置。

10. 上記アレーアンテナは偶数本の非励振素子と偶数個の可変リアクタンス素子とを備え、

上記偶数本の非励振素子は、少なくとも1本の第1の組の非励振素子と、少なくとも1本の第2の組の非励振素子とからなり、

上記偶数個の可変リアクタンス素子は、上記第1の組の各非励振素子にそれ

ぞれ接続された第 1 の組の可変リアクタンス素子と、上記第 2 の組の各非励振素子にそれぞれ接続された第 2 の組の可変リアクタンス素子とからなり、

上記複数の場合は、上記第 1 及び第 2 の組の可変リアクタンス素子に対して第 1 のリアクタンス値セットを設定する第 1 の場合と、上記第 1 及び第 2 の組
5 の可変リアクタンス素子に対して第 2 のリアクタンス値セットを設定する第 2 の場合とを含み、

上記制御手段は、上記第 1 と第 2 の場合においてそれぞれ受信される各無線信号の信号品質に基づいて、リアクタンス値セットを選択して上記第 1 及び第 2 の組の可変リアクタンス素子に設定することを特徴とする請求項 1 乃至 9 の
10 うちのいずれか 1 つに記載のアレーアンテナの制御装置。

1 1. 上記アレーアンテナは、第 1 と第 2 の非励振素子を備え、上記第 1 のリアクタンス値セットは上記第 1 と第 2 の非励振素子に対して設定されるリアクタンス値 X_a 、 X_b からなり、上記第 2 のリアクタンス値セットは上記第 1 と第 2 の非励振素子に対して設定されるリアクタンス値 X_b 、 X_a からなること
15 を特徴とする請求項 10 記載のアレーアンテナの制御装置。

1 2. 上記アレーアンテナは、上記励振素子から所定の間隔だけ離れてかつ互いに実質的に同一の角度間隔で設けられた複数本の非励振素子を備え、

上記複数の場合は、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られるように、各リアクタンス値
20 を循環して得られた複数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する場合を含むことを特徴とする請求項 1 乃至 9 のうちのいずれか 1 つに記載のアレーアンテナの制御装置。

1 3. 上記アレーアンテナは、上記励振素子から所定の間隔だけ離れてかつ互いに実質的に同一の角度間隔で設けられた複数本の非励振素子を備え、

25 上記複数の場合は、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ上記アレーアンテナの入力インピーダンスが実質的に変化しないように、各リアクタンス値を循環して得られた複数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する場合を含むことを

特徴とする請求項 1 乃至 9 のうちのいずれか 1 つに記載のアレーアンテナの制御装置。

1 4. 上記アレーアンテナは、上記励振素子の位置を通過する対称線を対称軸として線対称で設けられた少なくとも 1 対の非励振素子を含み、上記対称線上
5 に位置し又は対称線を対称軸として線対称で設けられた複数本の非励振素子を備え、

上記複数の場合は、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られるように、上記線対称で設けられた少なくとも 1 対の非励振素子のリアクタンス値を入れ替えて得られた複数
10 数組のリアクタンス値セットをそれぞれ設定する少なくとも 2 つの場合を含むことを特徴とする請求項 1 乃至 9 のうちのいずれか 1 つに記載のアレーアンテナの制御装置。

1 5. 上記アレーアンテナは、上記励振素子の位置を通過する対称線を対称軸として線対称で設けられた少なくとも 1 対の非励振素子を含み、上記対称線上
15 に位置し又は対称線を対称軸として線対称で設けられた複数本の非励振素子を備え、

上記複数の場合は、上記アレーアンテナによって受信される無線信号に基づいて、所定値以上のダイバーシティ利得が得られかつ上記アレーアンテナの入力インピーダンスが実質的に変化しないように、上記線対称で設けられた少なくとも 1 対の非励振素子のリアクタンス値を入れ替えて得られた複数組のリア
20 クタンス値セットをそれぞれ設定する少なくとも 2 つの場合を含むことを特徴とする請求項 1 乃至 9 のうちのいずれか 1 つに記載のアレーアンテナの制御装置。

1 6. 受信される無線信号の信号電力が所定の信号電力を超える事象の累積確率である C D F 値が所定値であるときに、ダイバーシティ利得が実質的に最大となるように上記複数組のリアクタンス値セットが設定されたことを特徴とする請求項 1 乃至 1 5 のうちのいずれか 1 つに記載のアレーアンテナの制御装置。

1 7. 受信される無線信号の信号電力が所定の信号電力を超える事象の累積確

率である C D F 値が所定値であるときに、ダイバーシティ利得が所定値以上となるように上記複数組のリアクタンス値セットが設定されたことを特徴とする請求項 1 乃至 1 5 のうちのいずれか 1 つに記載のアレーアンテナの制御装置。

1 8. 上記アレーアンテナは、1 本の励振素子と、上記励振素子を挟設しかつ
5 上記励振素子とともに一直線上に設けられた 2 本の非励振素子とを備えたことを特徴とする請求項 1 乃至 1 3 のうちのいずれか 1 つに記載のアレーアンテナの制御装置。

1 9. 上記励振素子と上記各非励振素子との間の距離を、受信される無線信号の波長の 0. 1 倍から 0. 3 5 倍までの間の長さのうちの 1 つの長さに設定したことを特徴とする請求項 1 8 記載のアレーアンテナの制御装置。
10

2 0. 上記アレーアンテナは、

互いに平行な第 1 の面と第 2 の面とを有する誘電体基板と、

上記誘電体基板の第 2 の面のうちの所定の第 1 の領域上に形成された接地導体と、

15 上記誘電体基板の第 1 の面上であって、上記第 1 の領域に対向する領域から突出するように所定の長さを有しかつ互いに所定の間隔を有するように形成され、それぞれ上記励振素子と上記 2 本の非励振素子として動作する 3 本のストリップ導体とを備えたことを特徴とする請求項 1 8 又は 1 9 記載のアレーアンテナの制御装置。

20 2 1. 1 本の励振素子と、上記励振素子を挟設しかつ上記励振素子とともに一直線上に設けられた 2 本の非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された 2 個の可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子に設定するリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子を導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアン
25 テナ装置であって、

互いに平行な第 1 の面と第 2 の面とを有する誘電体基板と、

上記誘電体基板の第 2 の面のうちの所定の第 1 の領域上に形成された接地導体と、

上記誘電体基板の第1の面上であって、上記第1の領域に対向する領域から突出するように所定の長さを有しかつ互いに所定の間隔を有するように形成され、それぞれ上記励振素子と上記2本の非励振素子として動作する3本のストリップ導体とを備えたことを特徴とするアレーアンテナ装置。

- 5 22. 上記励振素子と上記各非励振素子との間の距離を、受信される無線信号の波長の0.1倍から0.35倍までの間の長さのうちの1つの長さに設定したことを特徴とする請求項21記載のアレーアンテナ装置。

図1

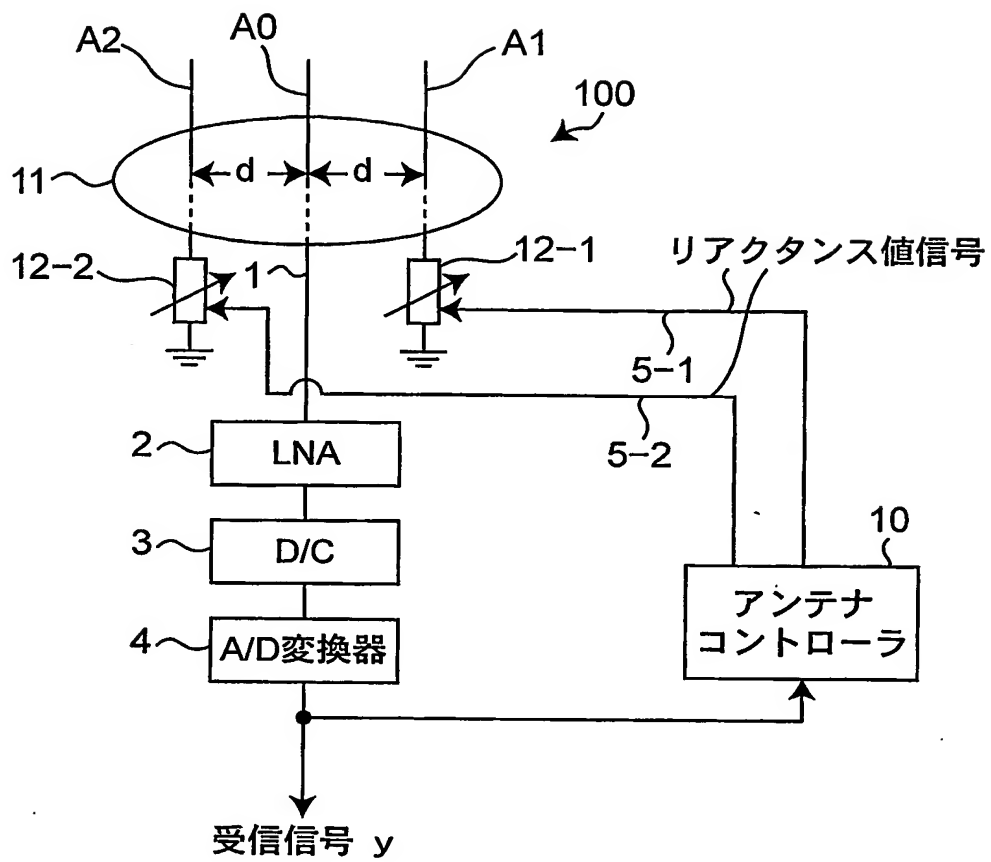
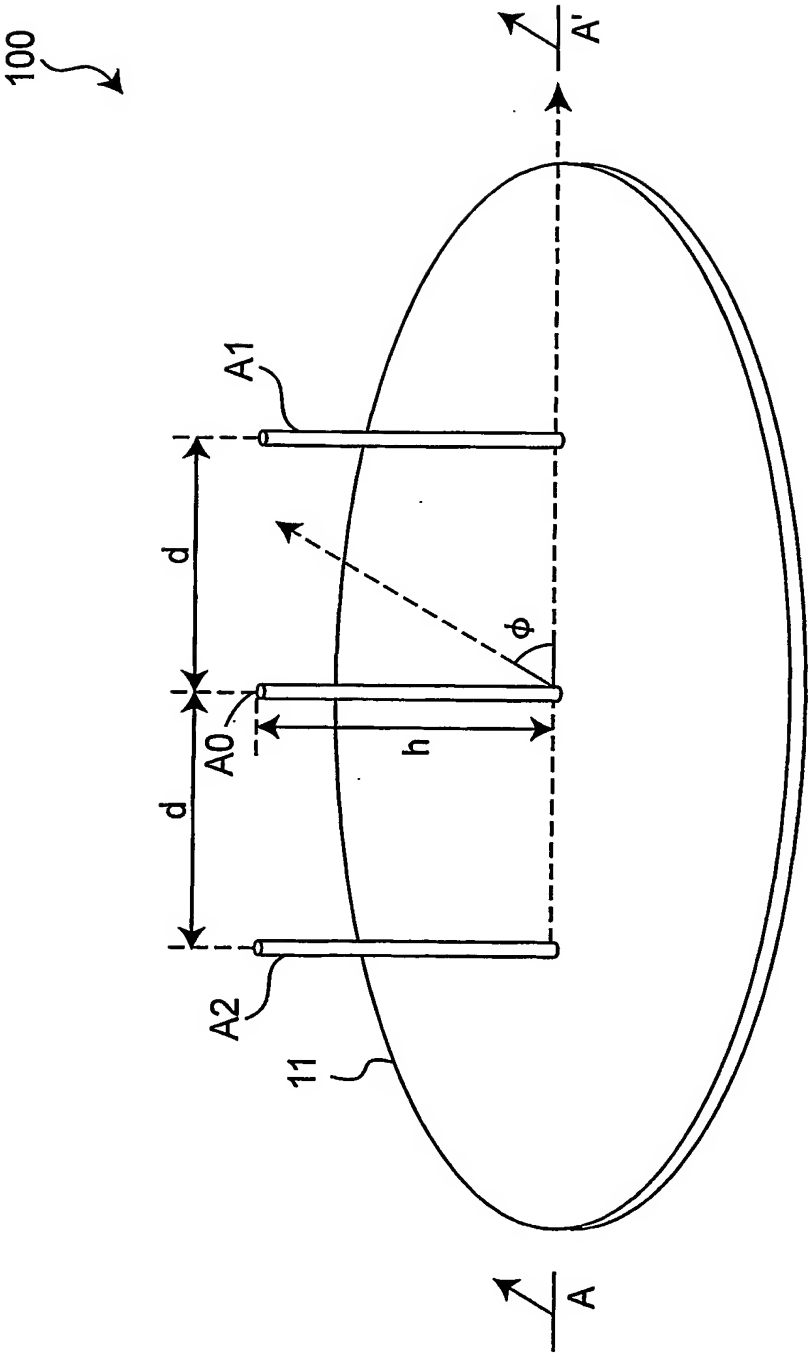


図2



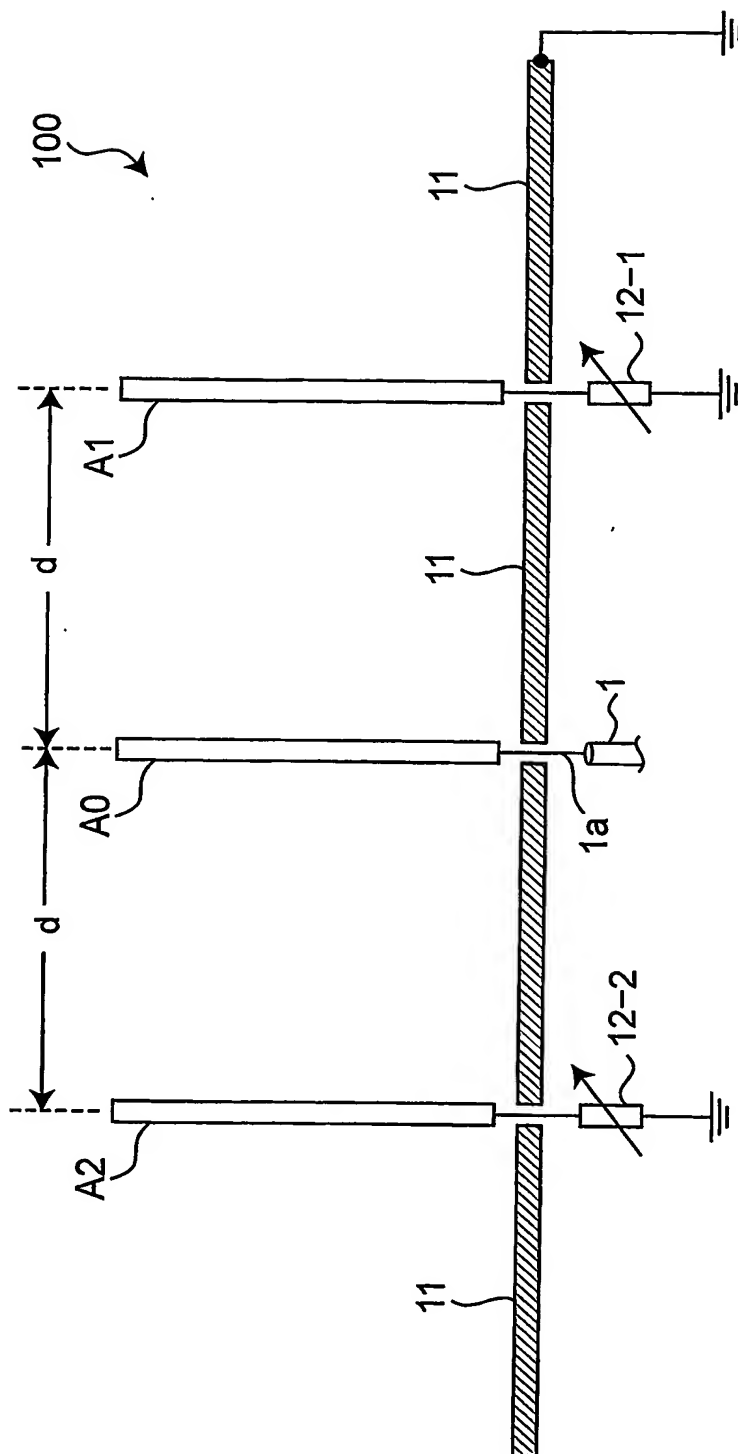


図4

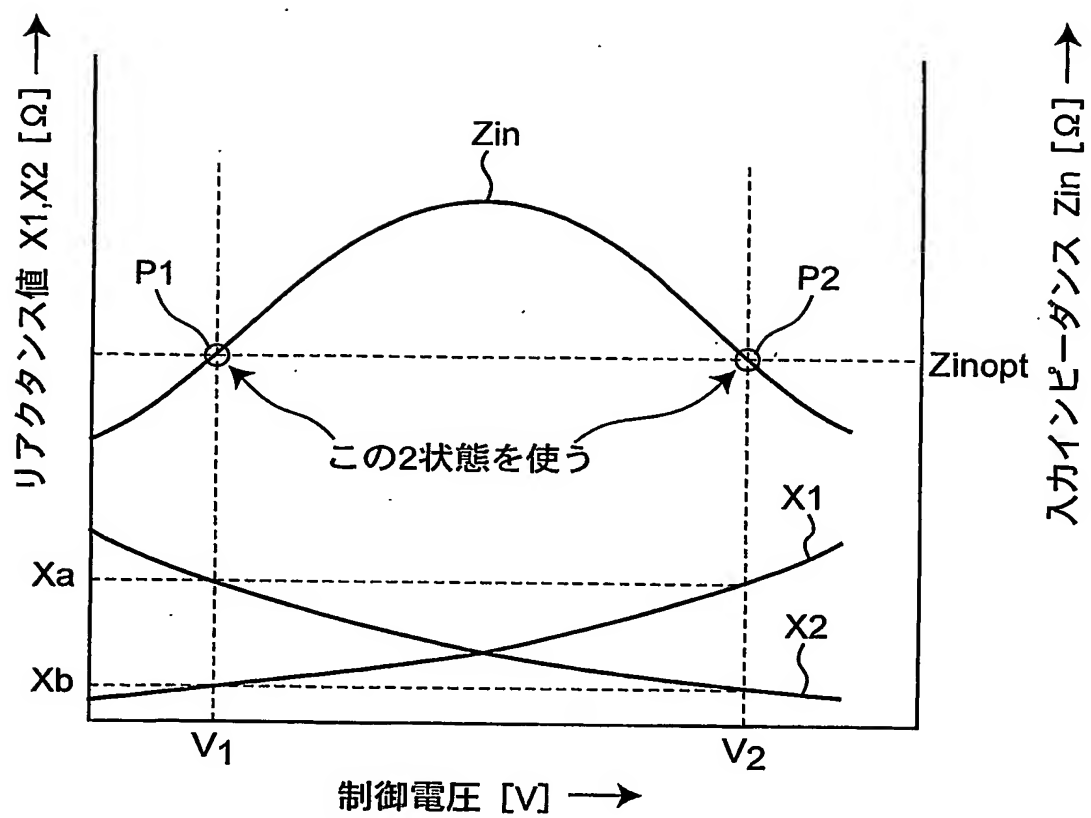
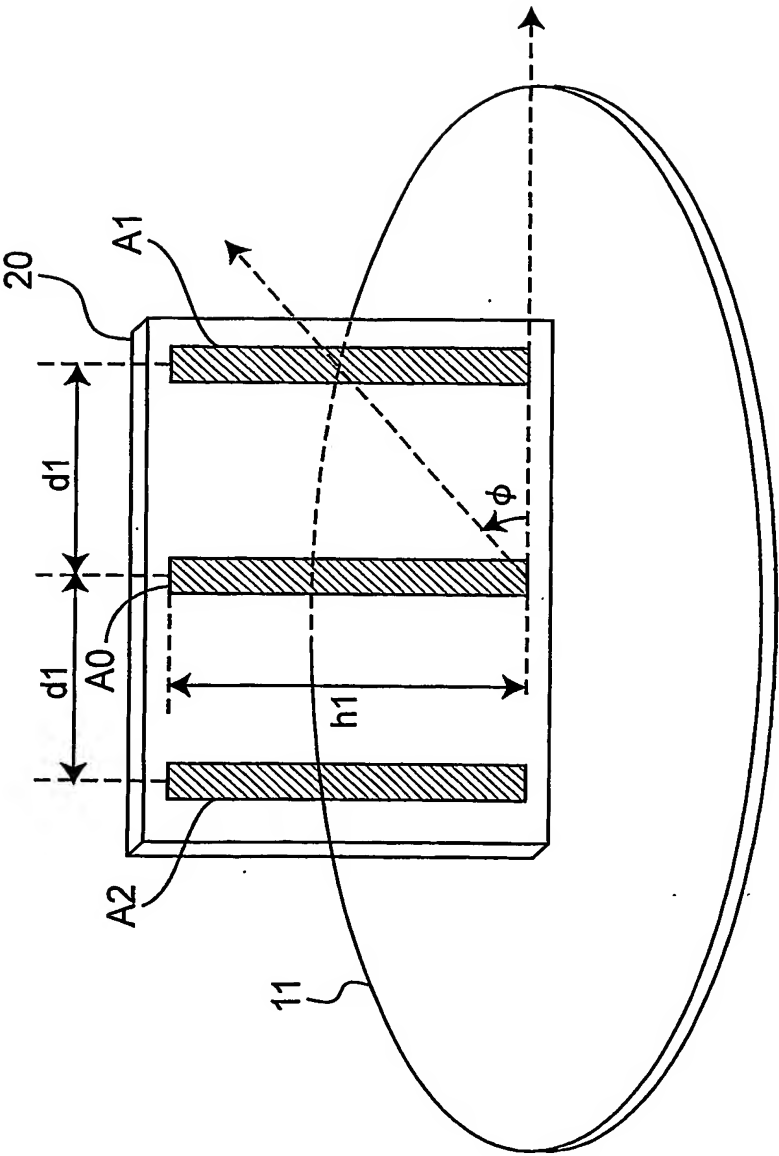


図5



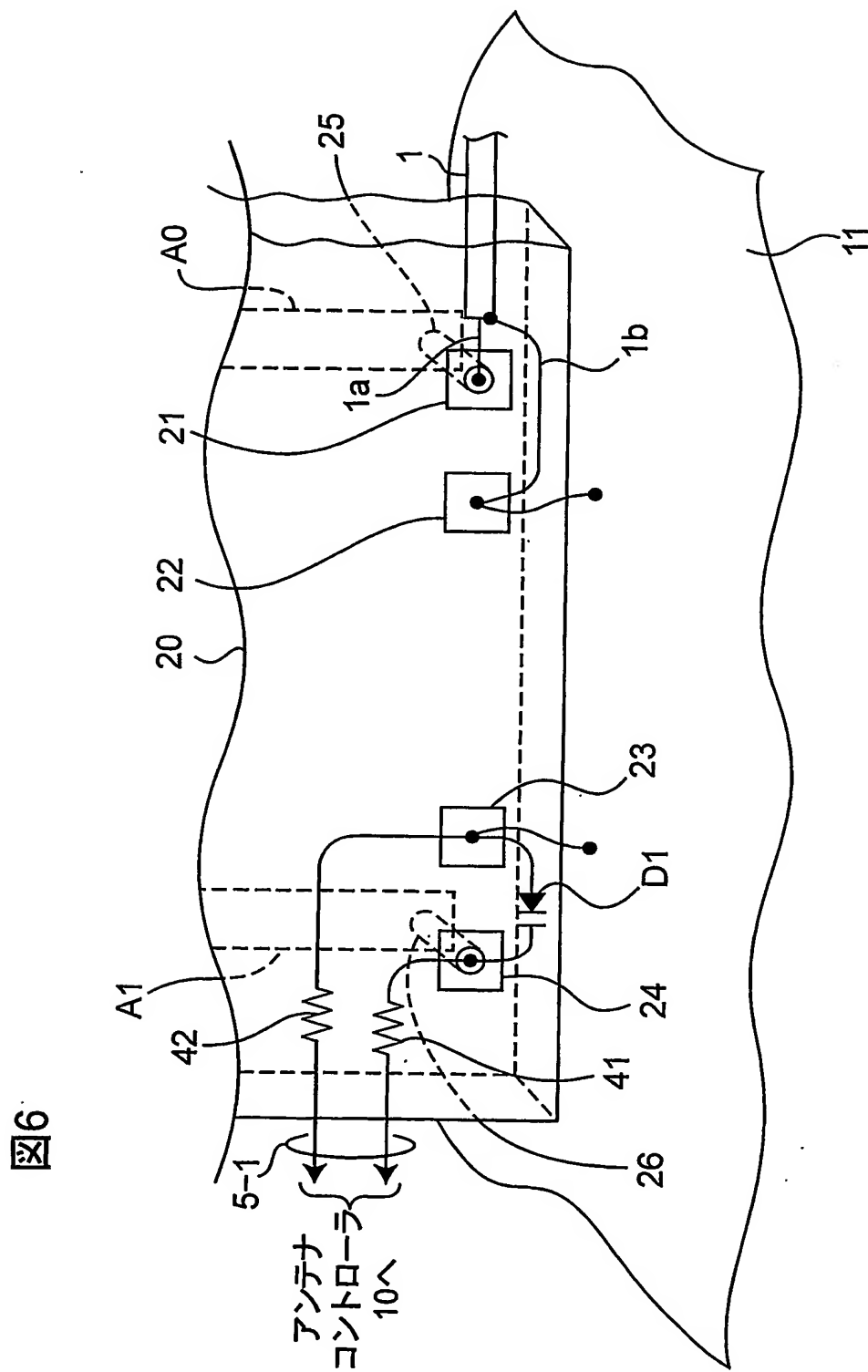


図7

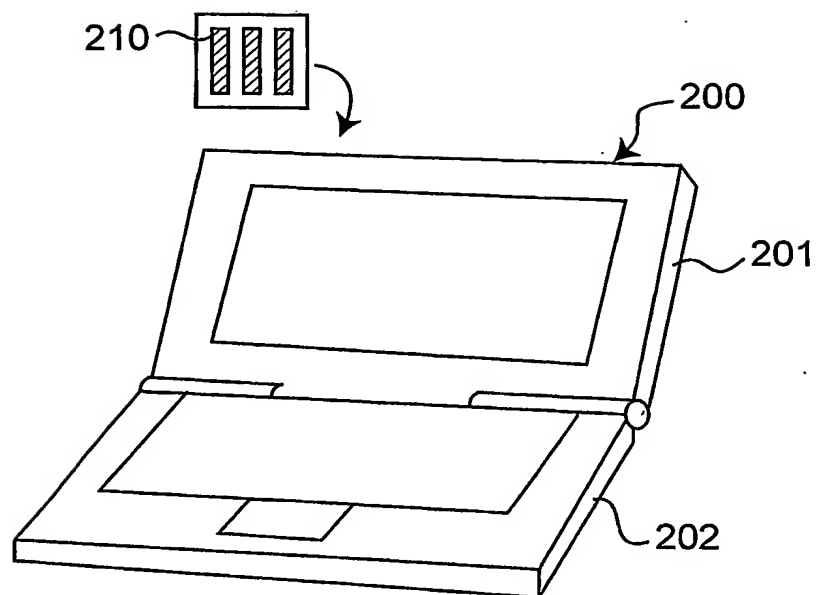


図8

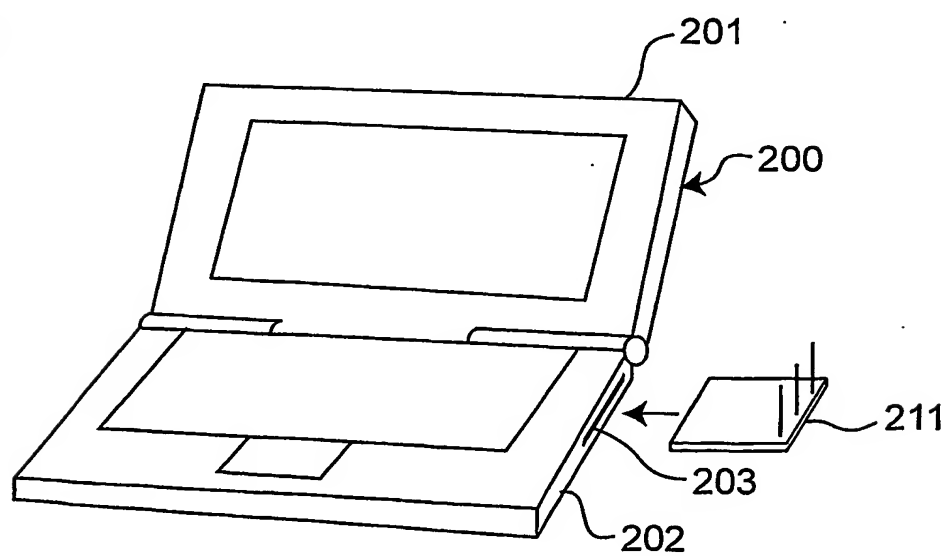


図9

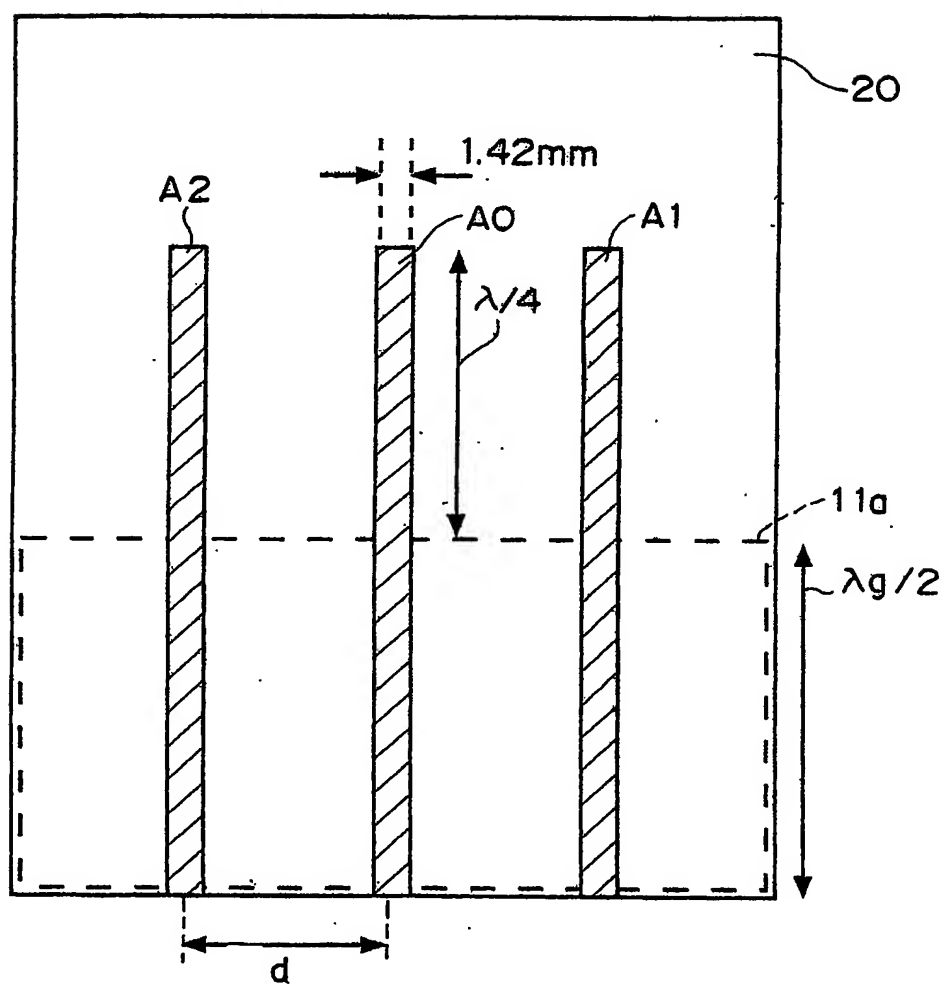


図10

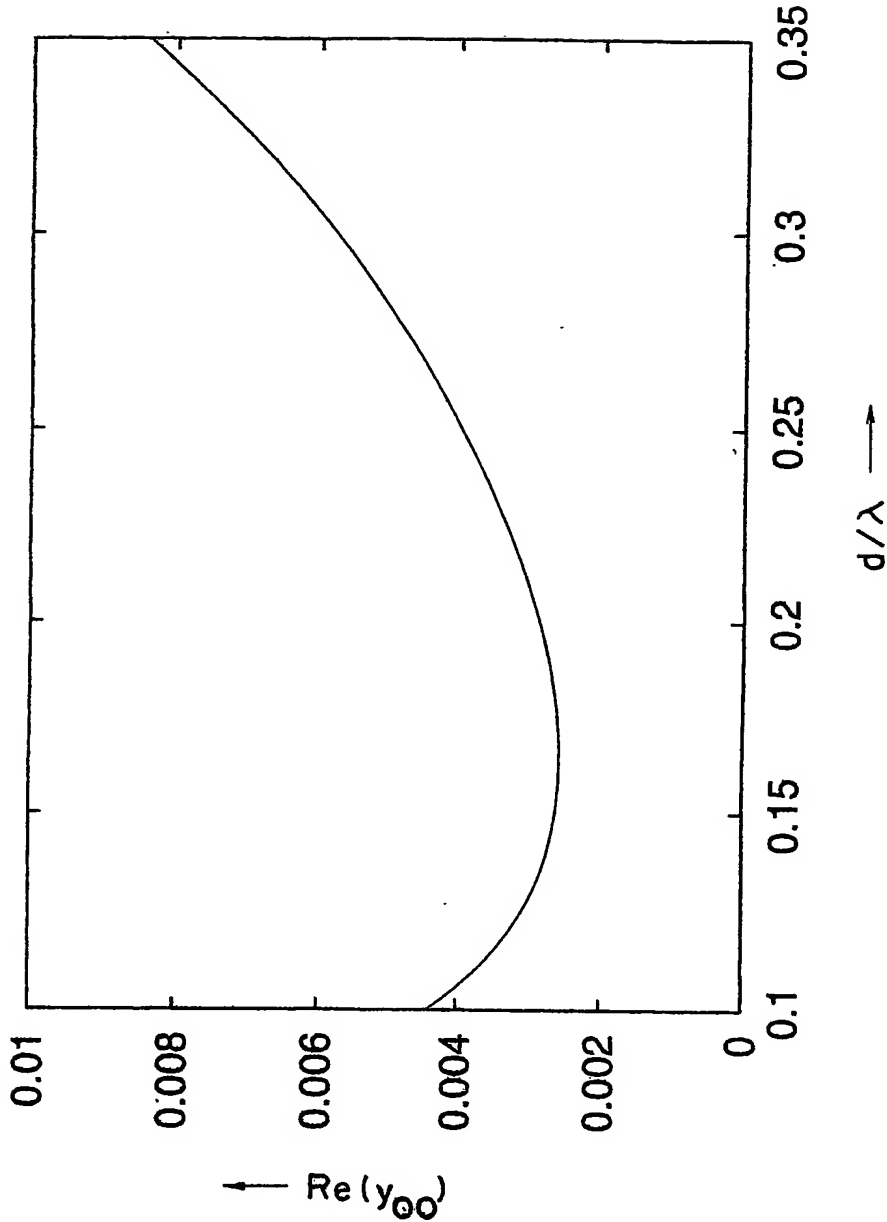


図11

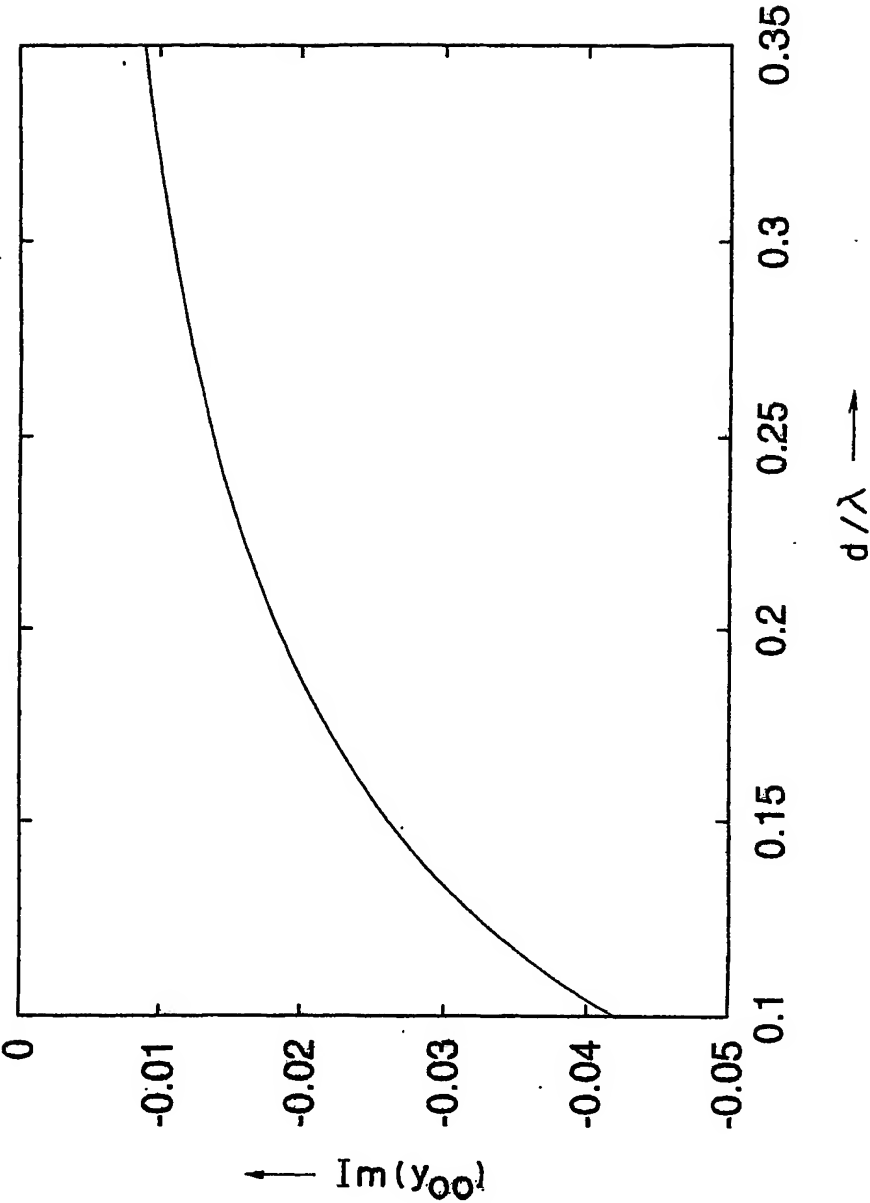
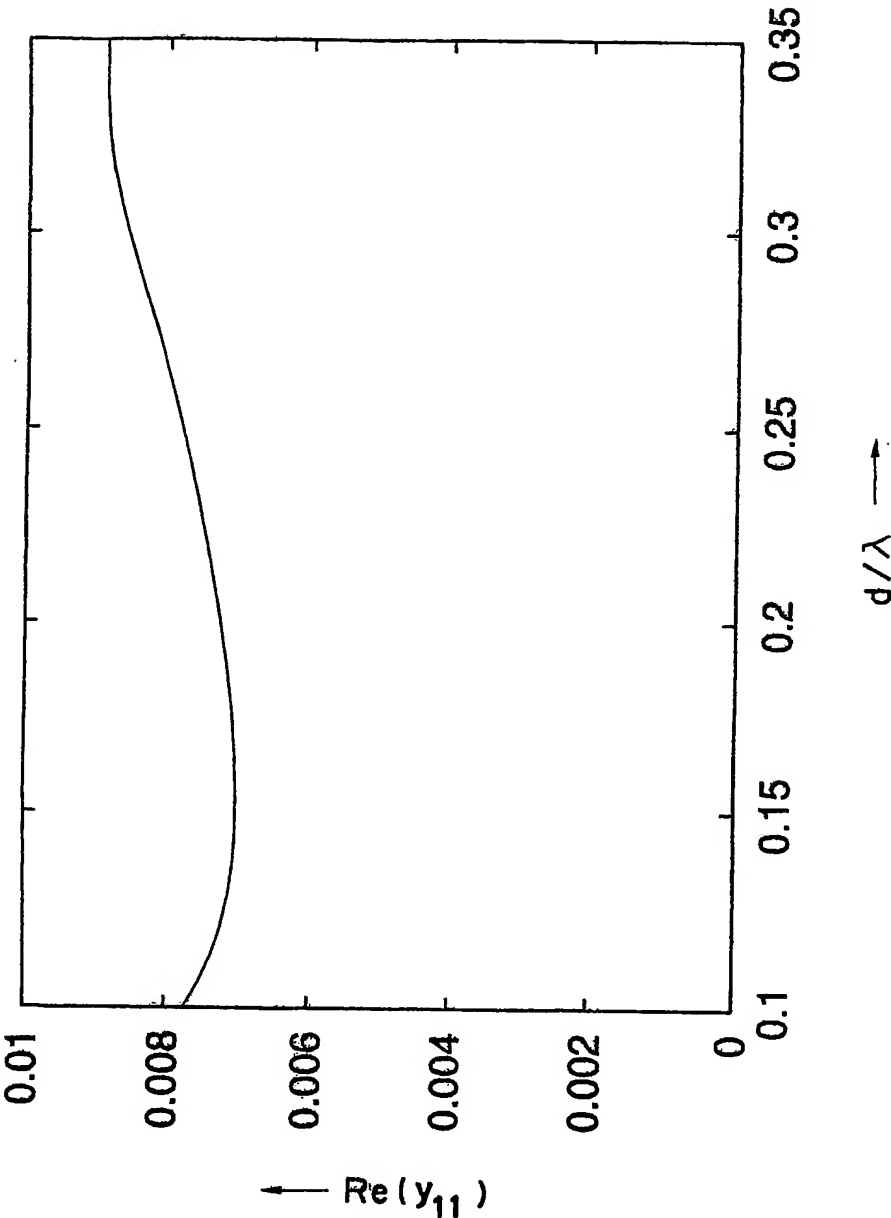
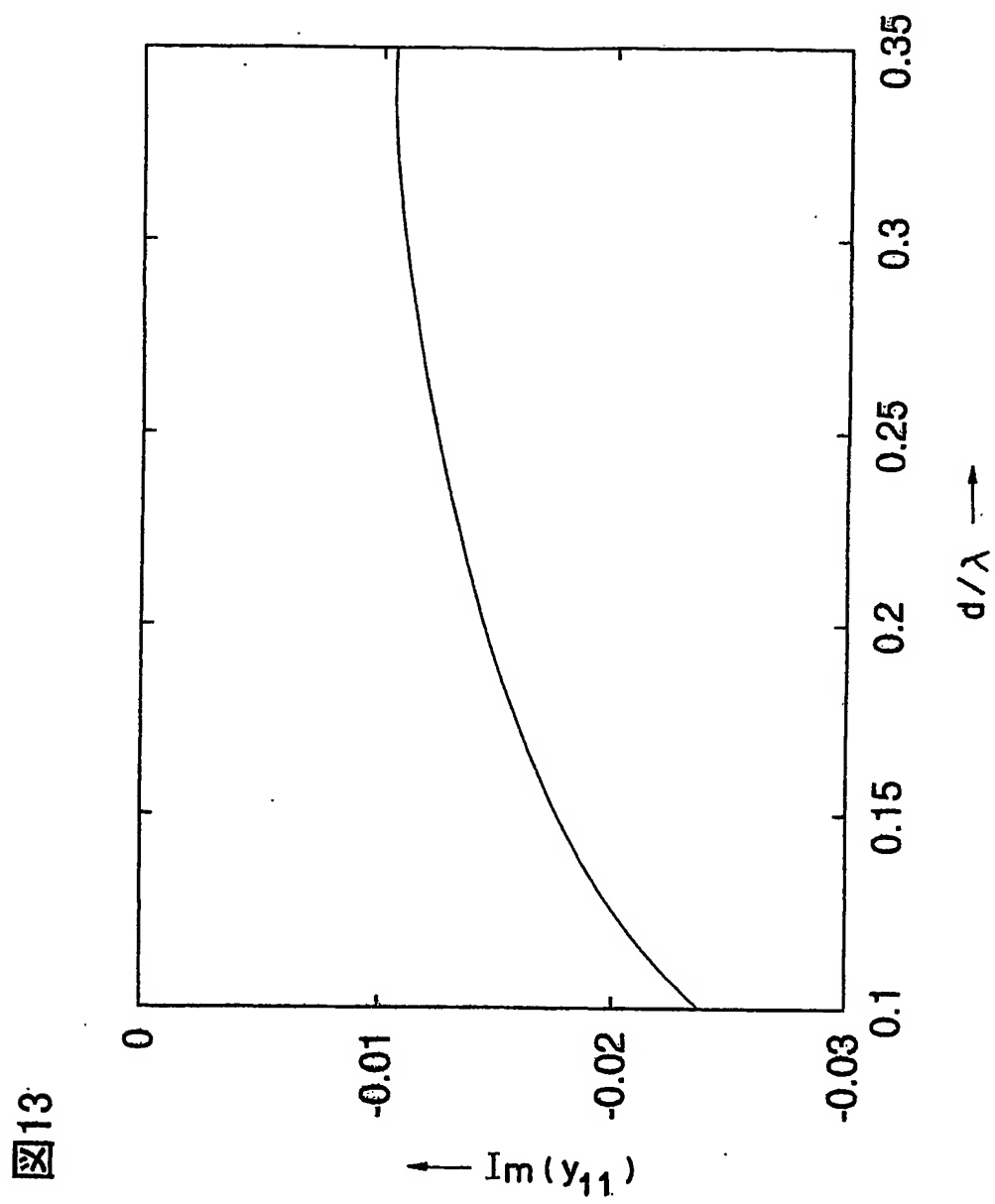


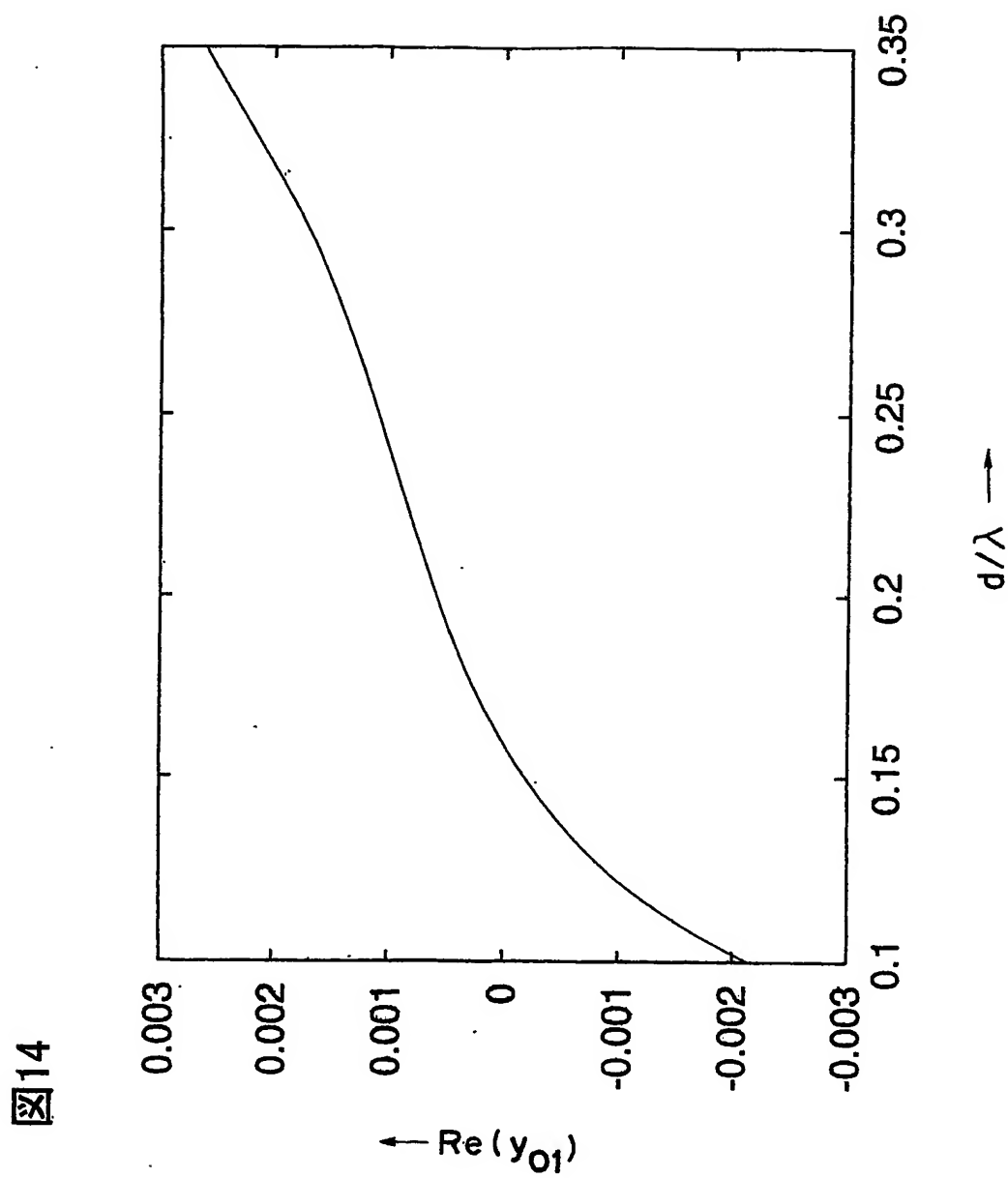
図12



12/47



13/47



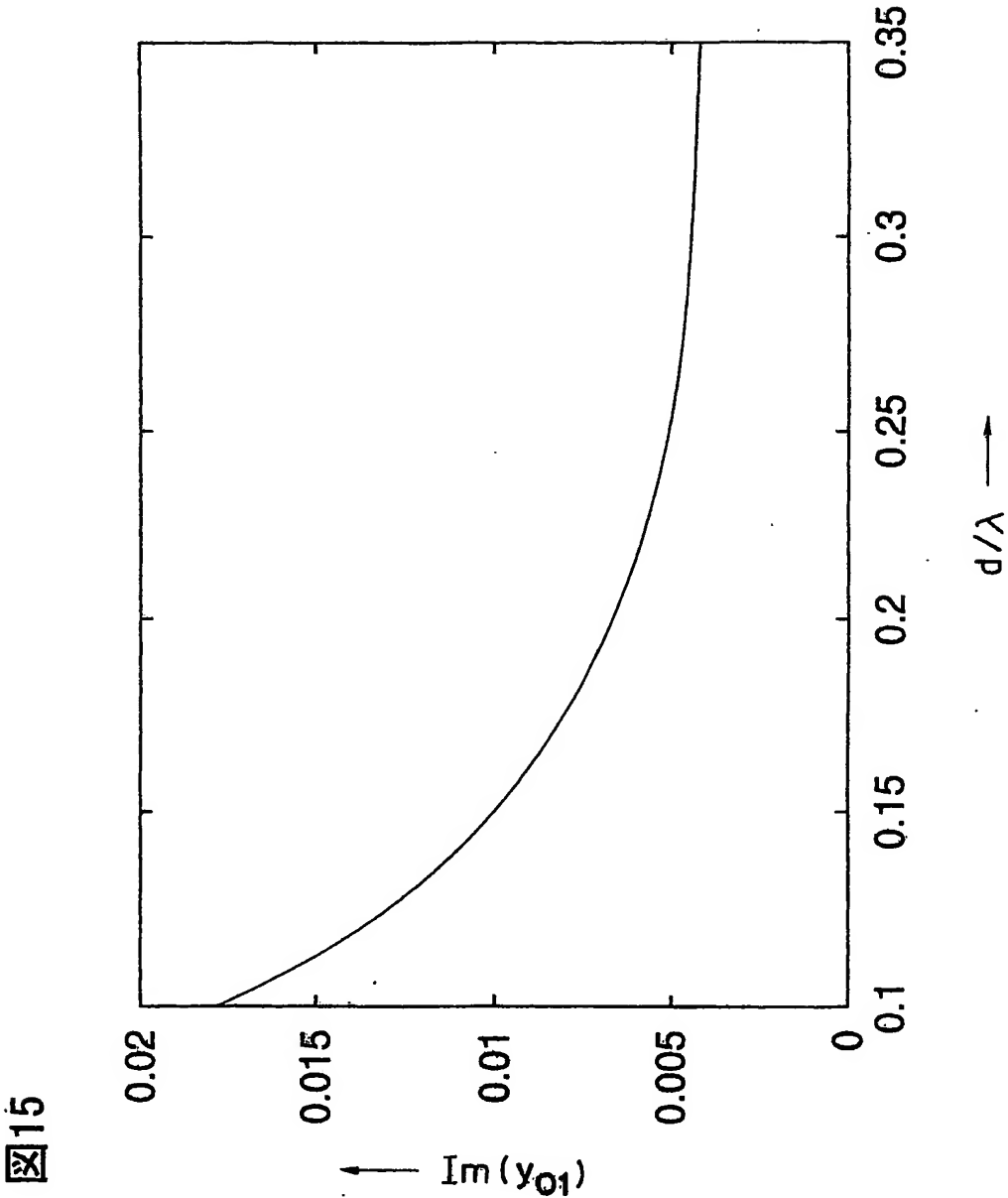
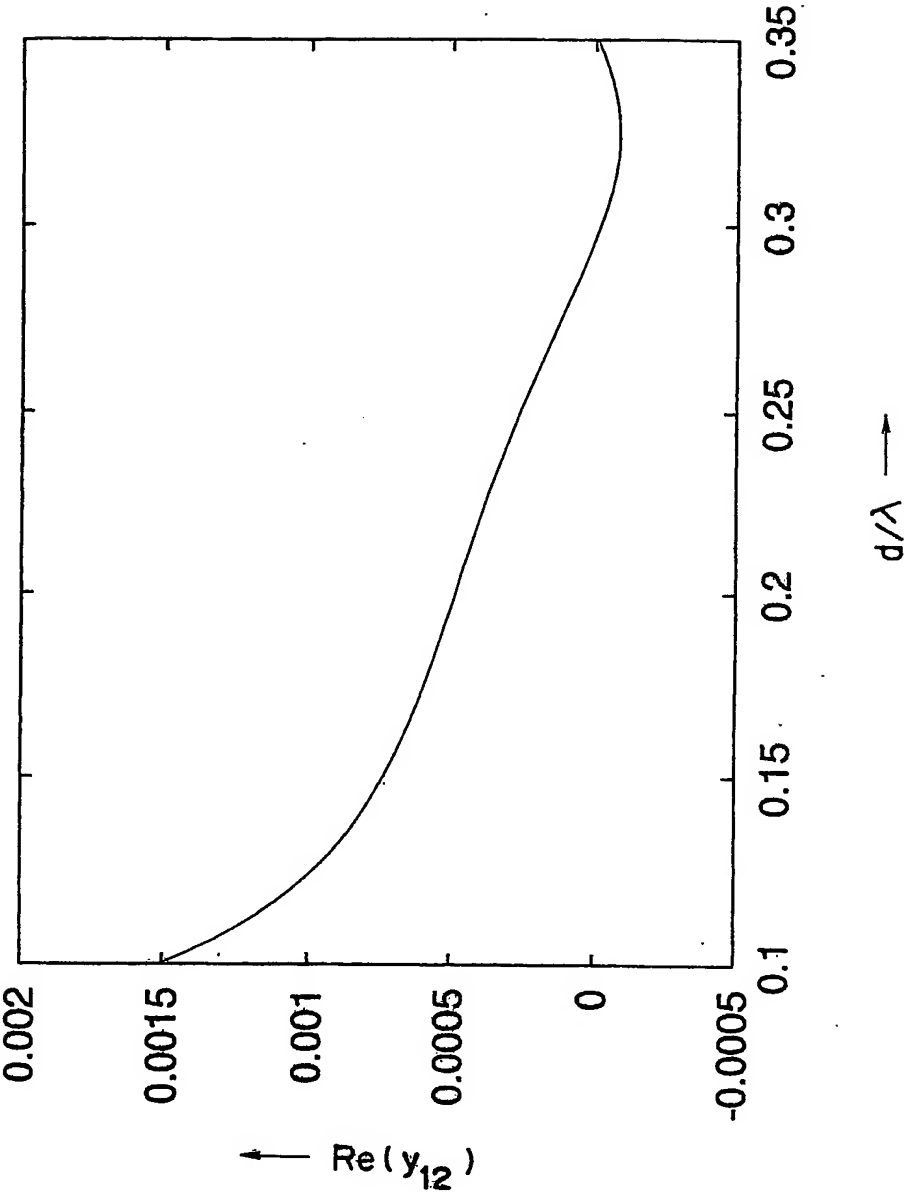


図16



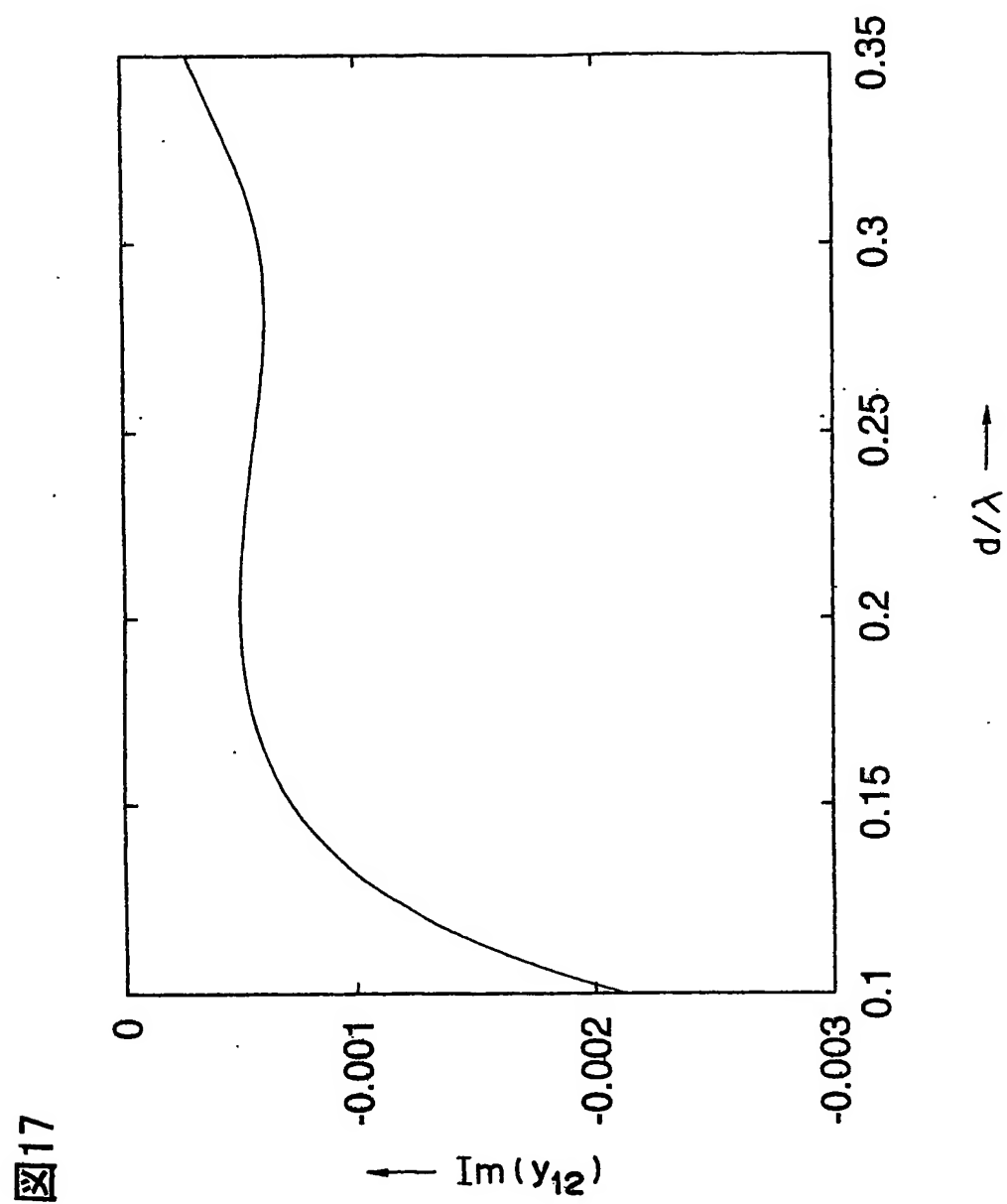
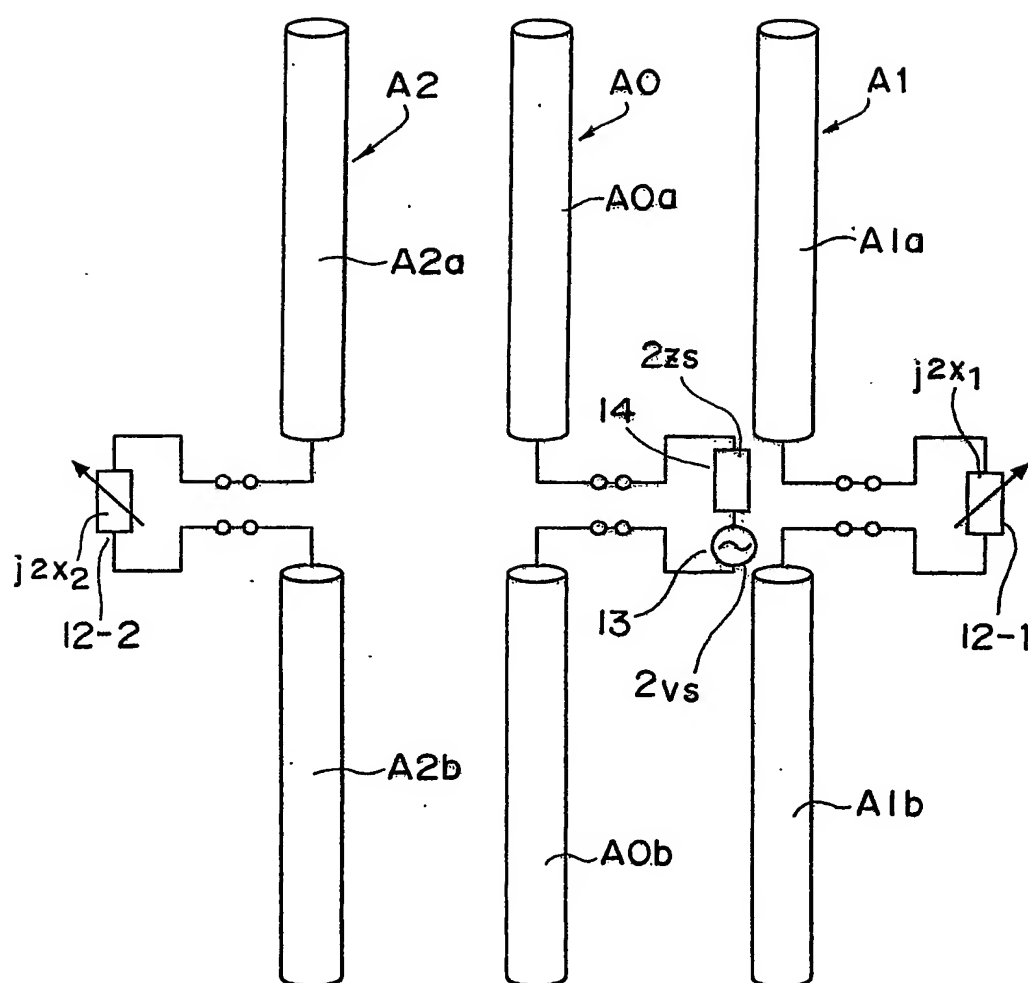
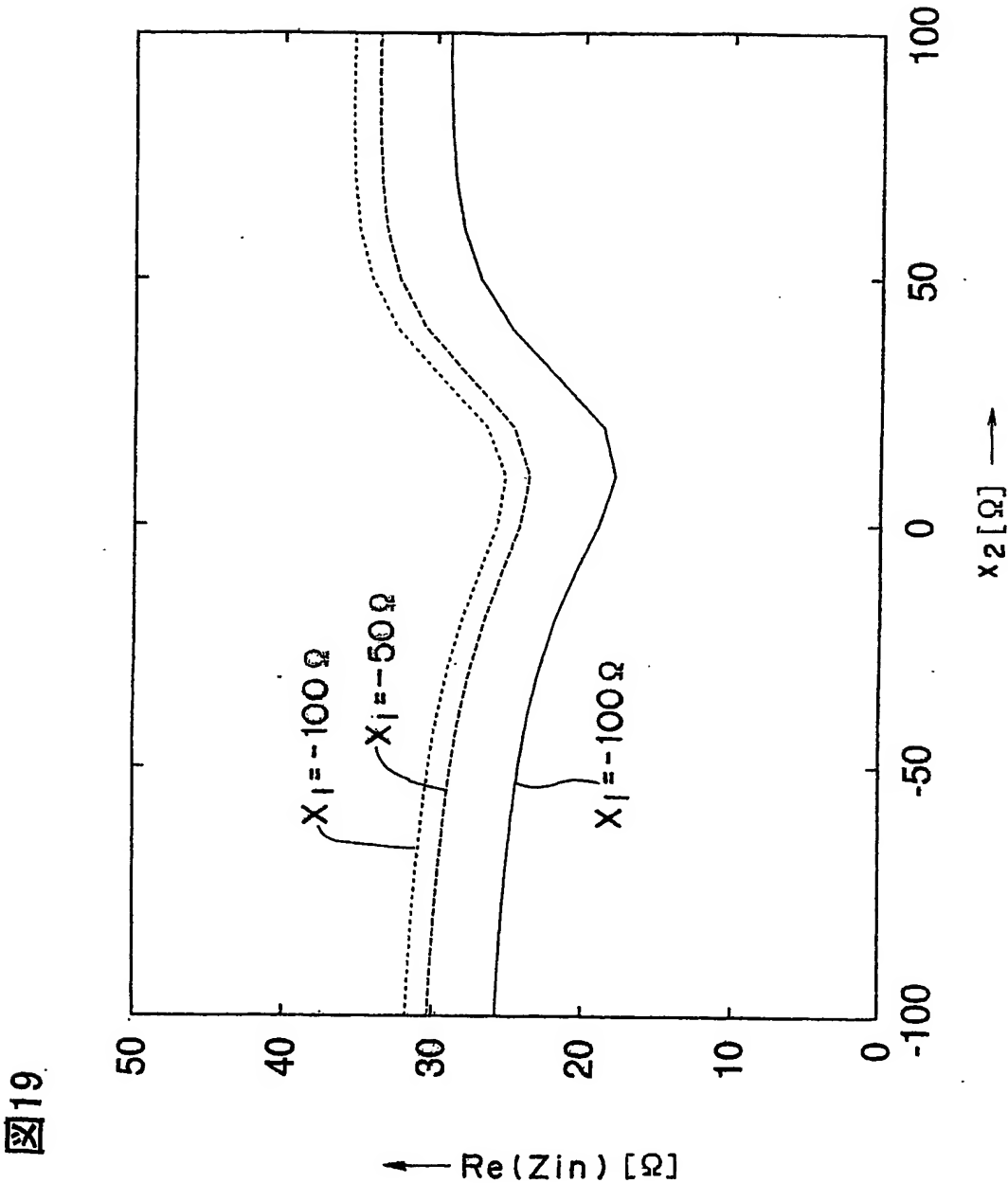


図18





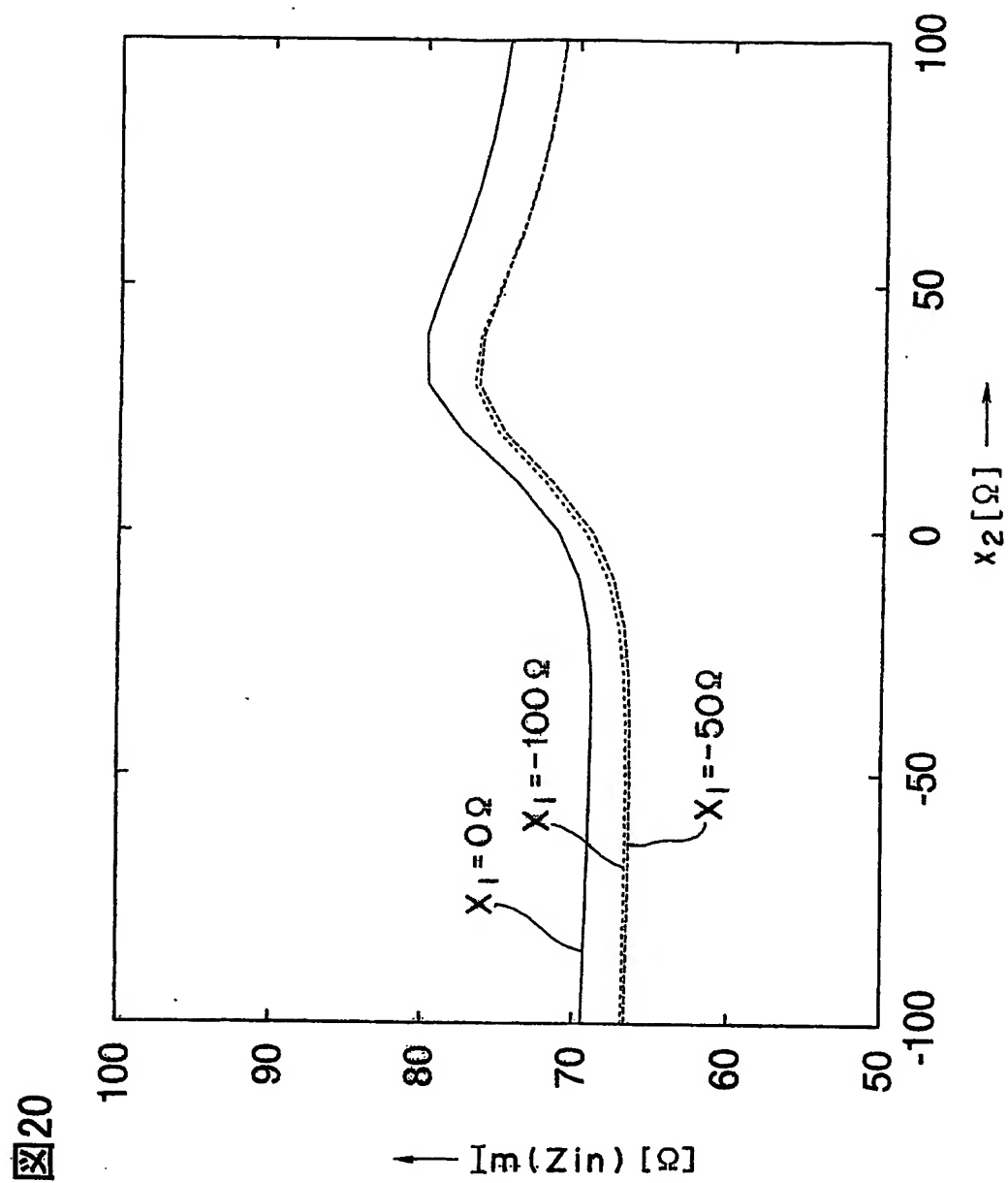


図21

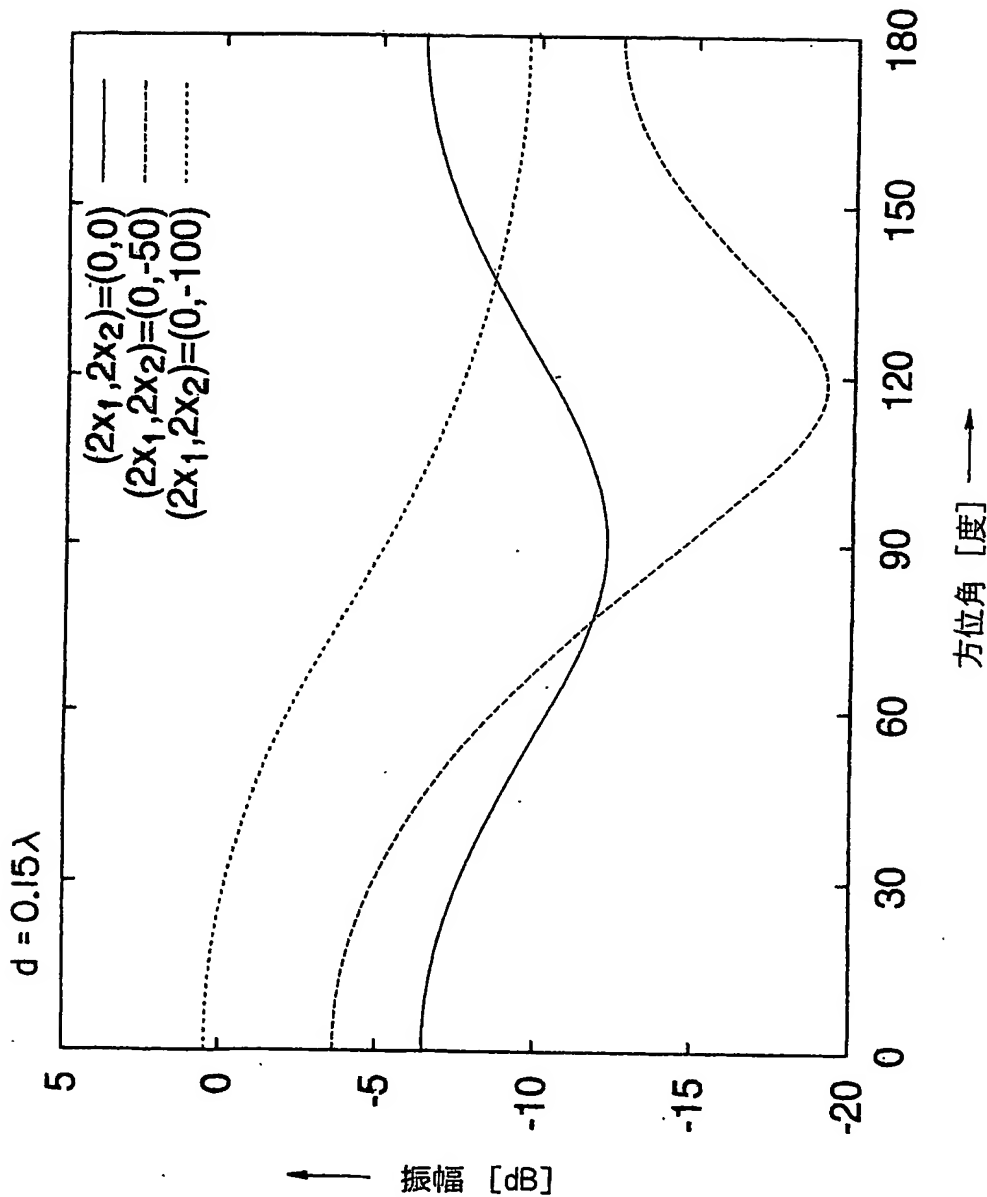


図22

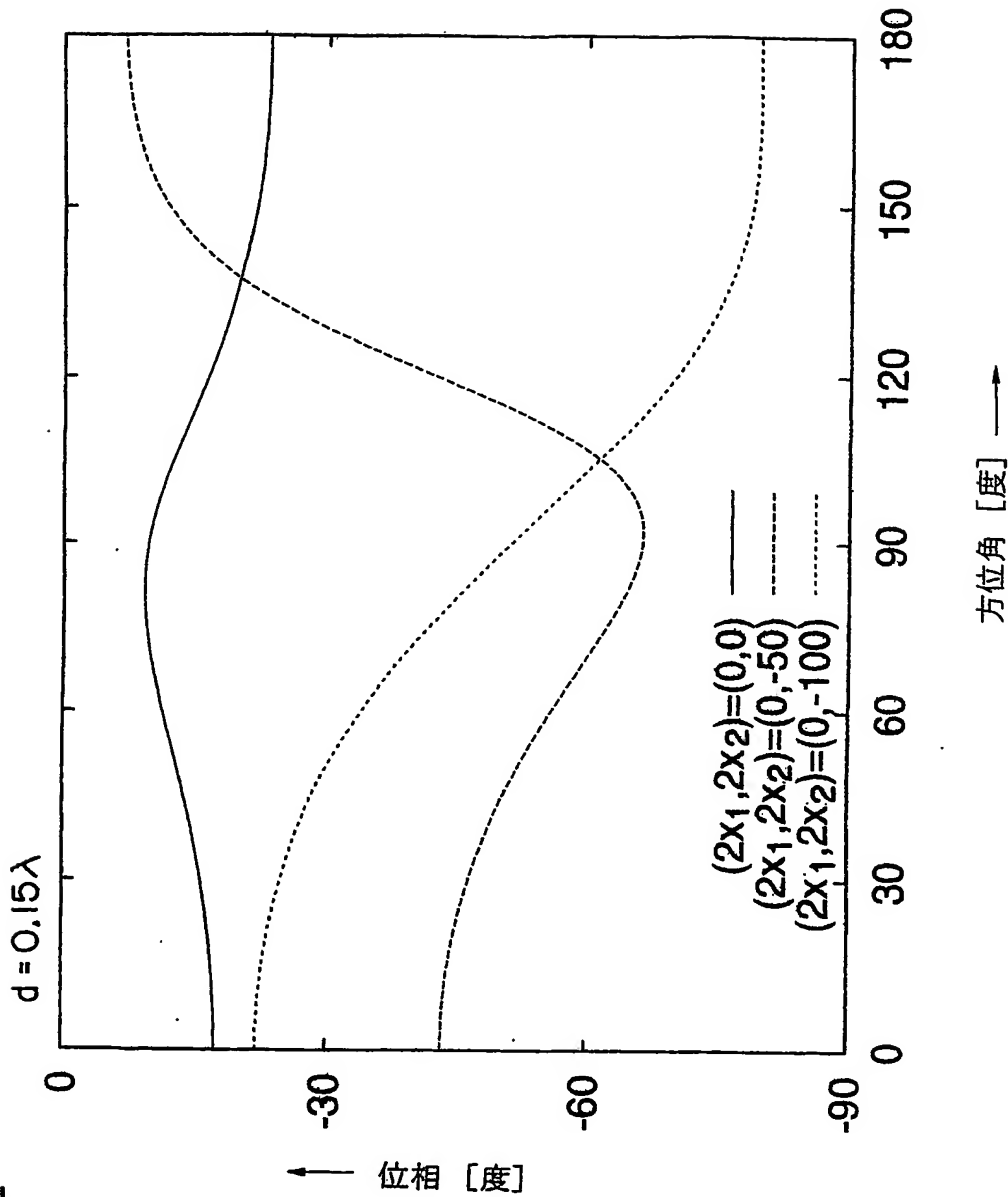


図23

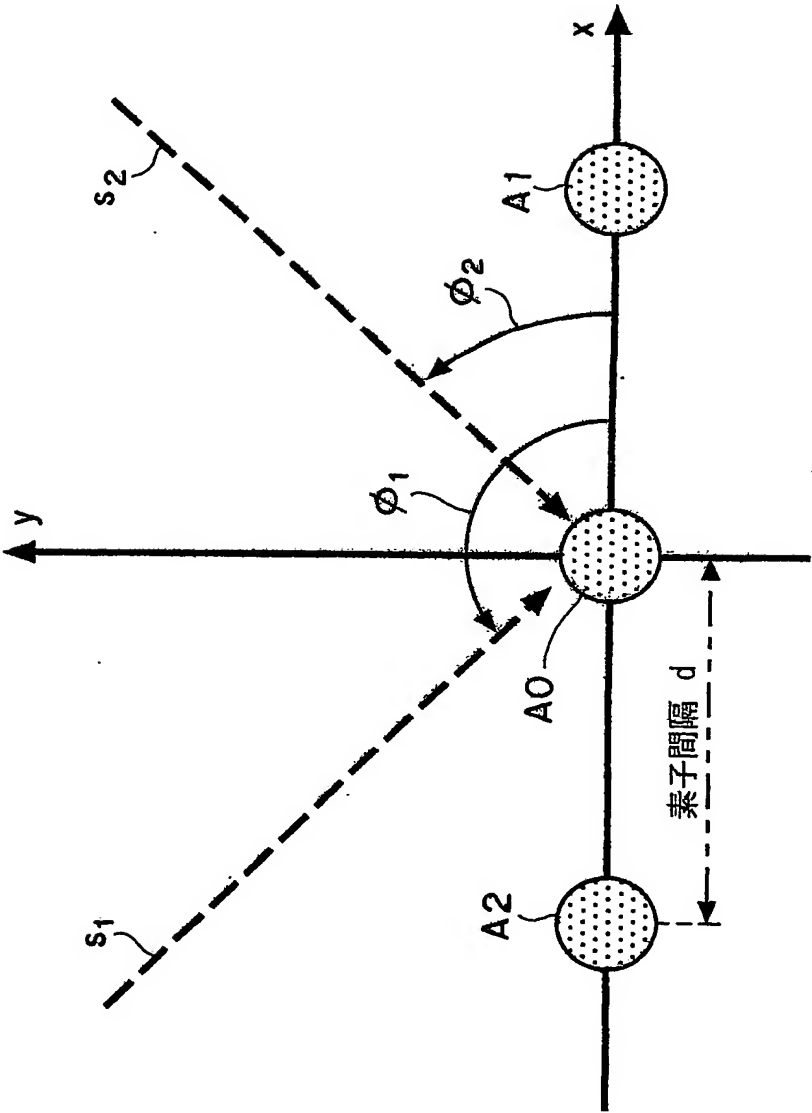


図24

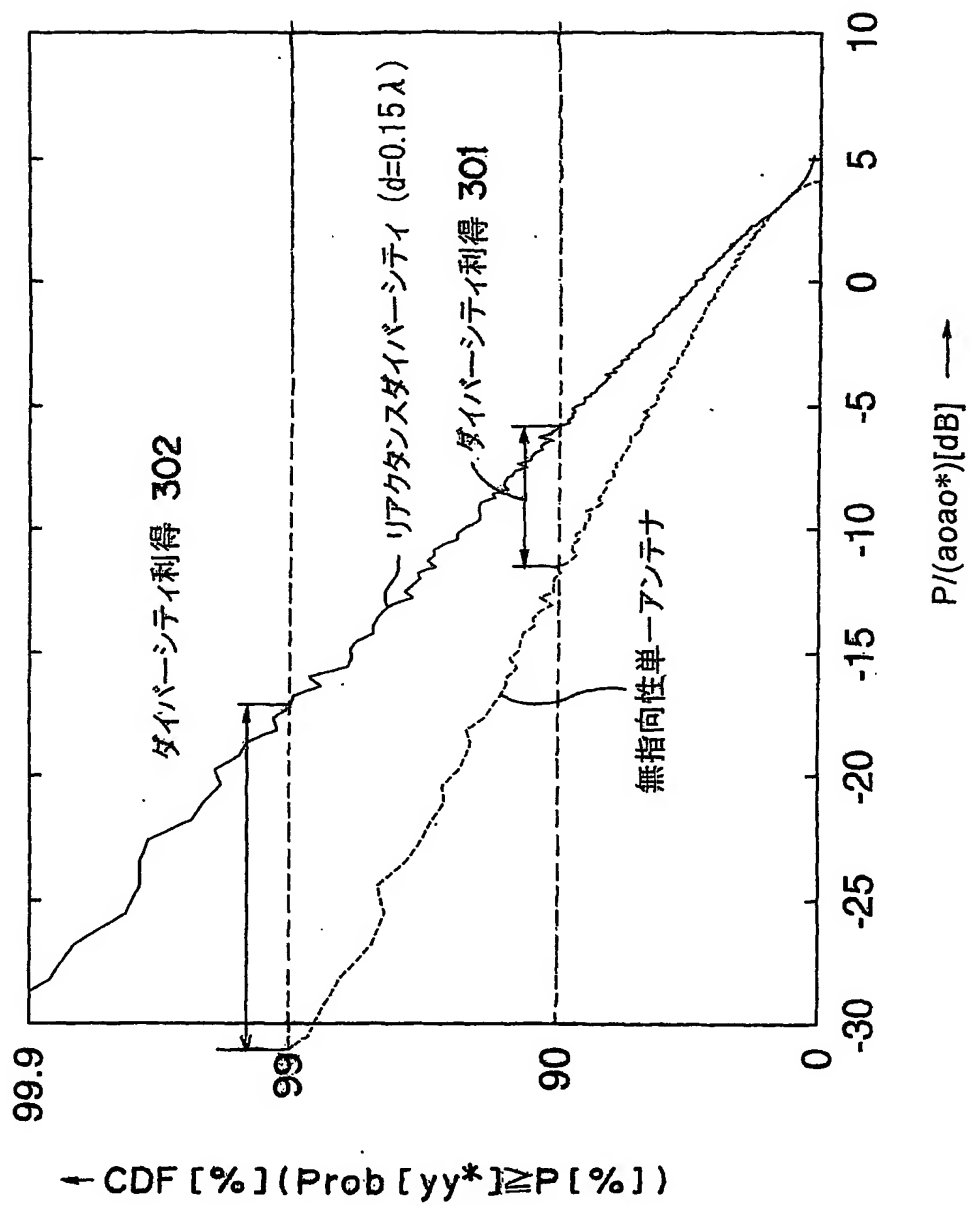


図25

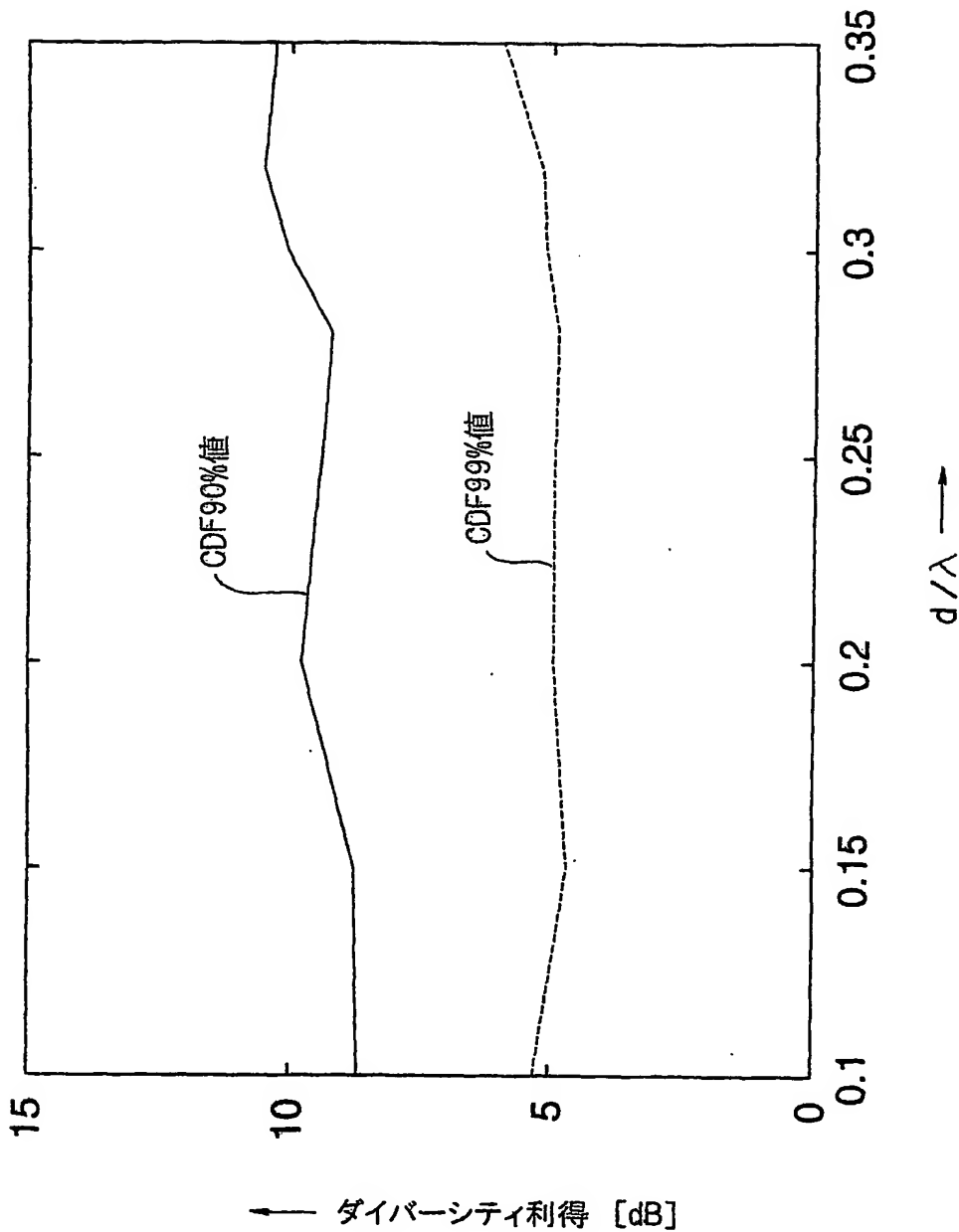


図27

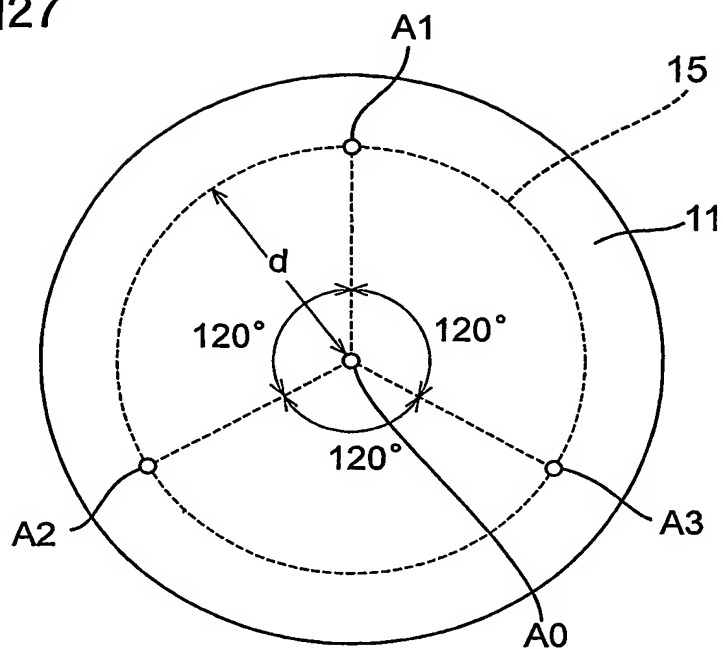


図28

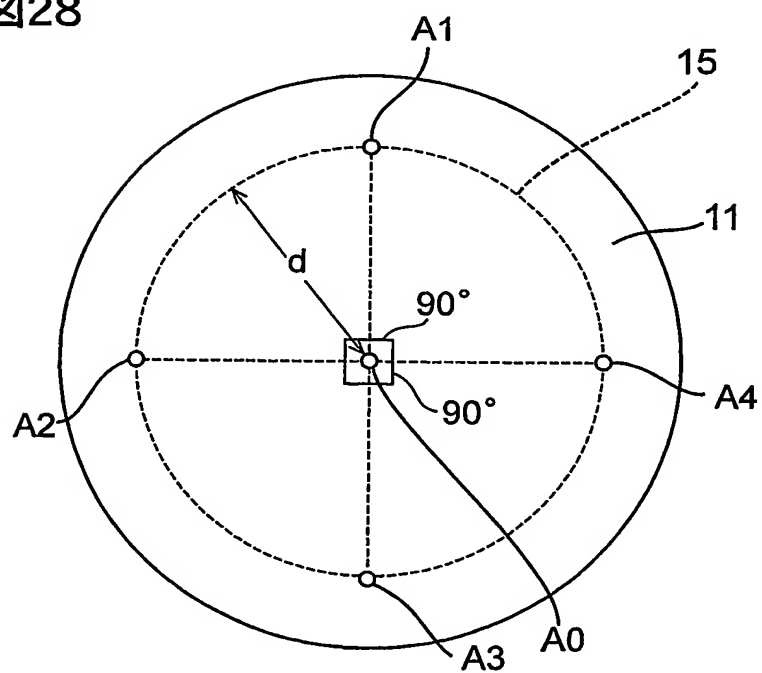


図29

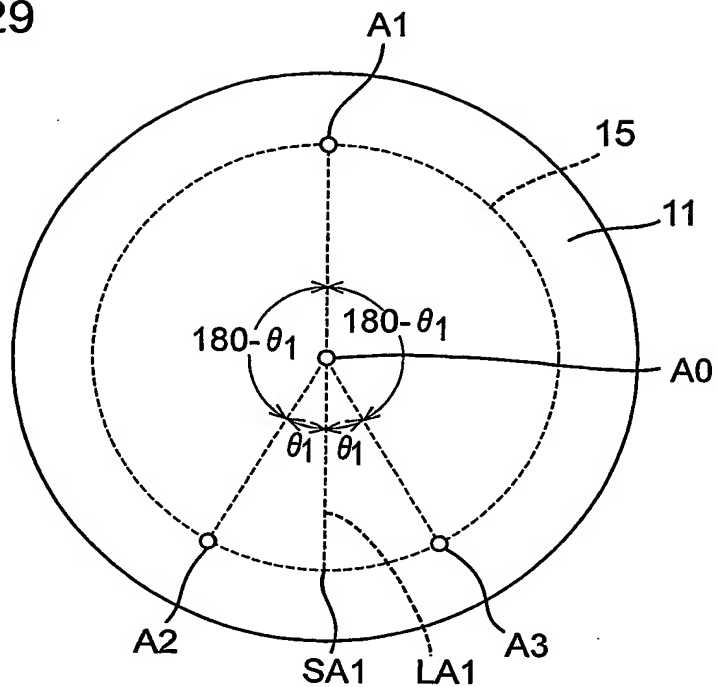


図30

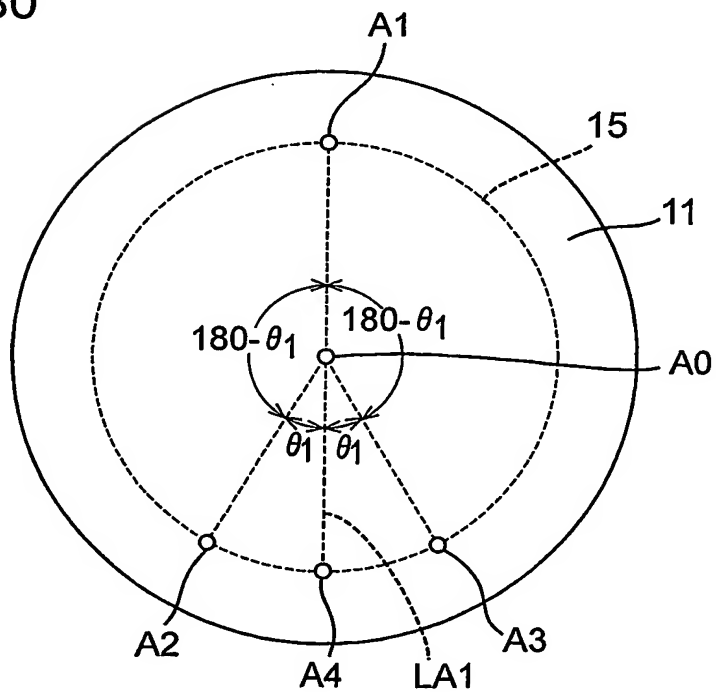


図31

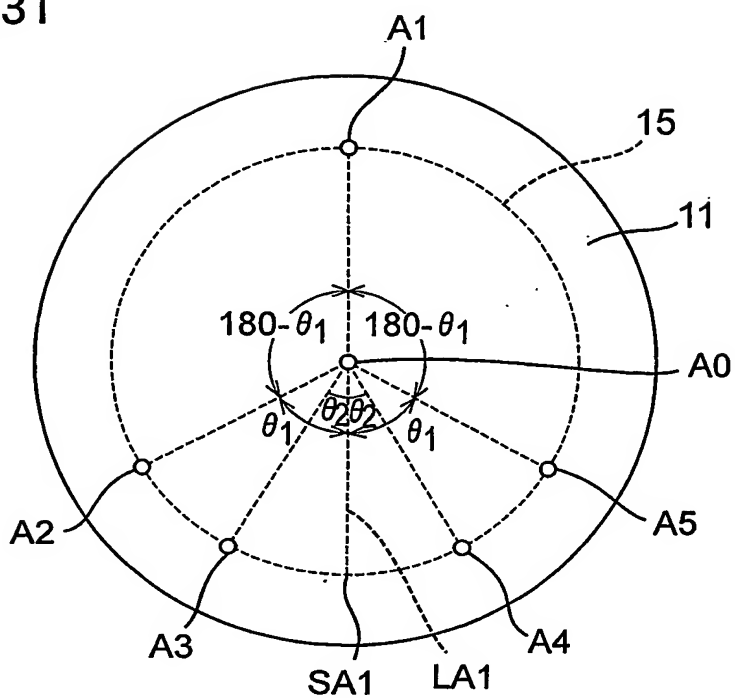


図32

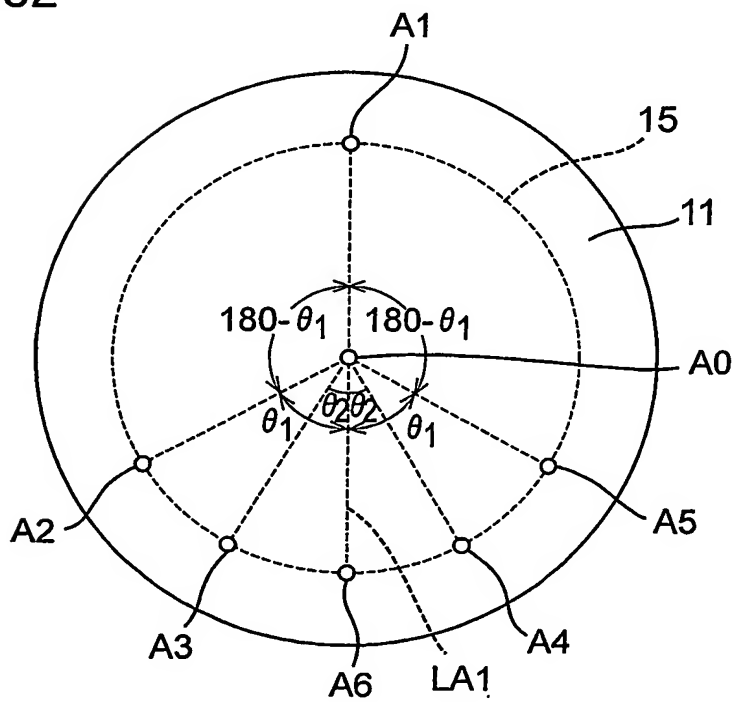


図33

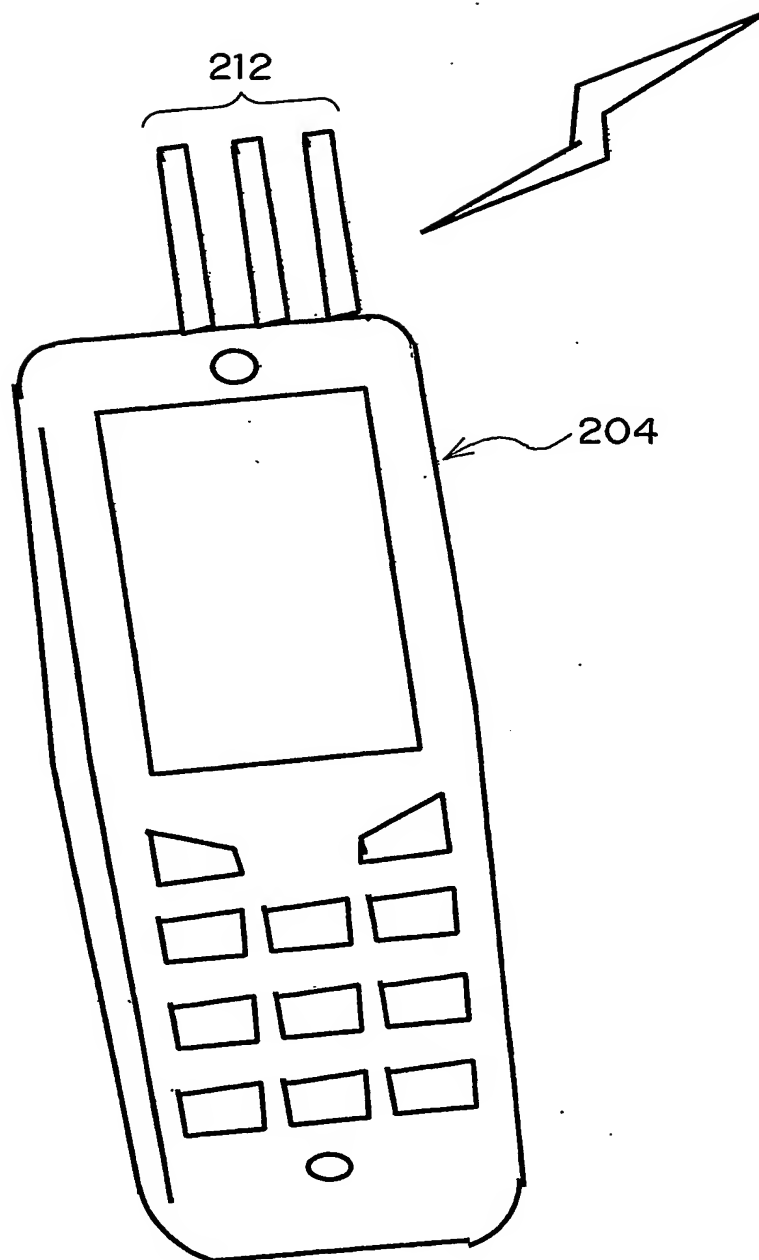
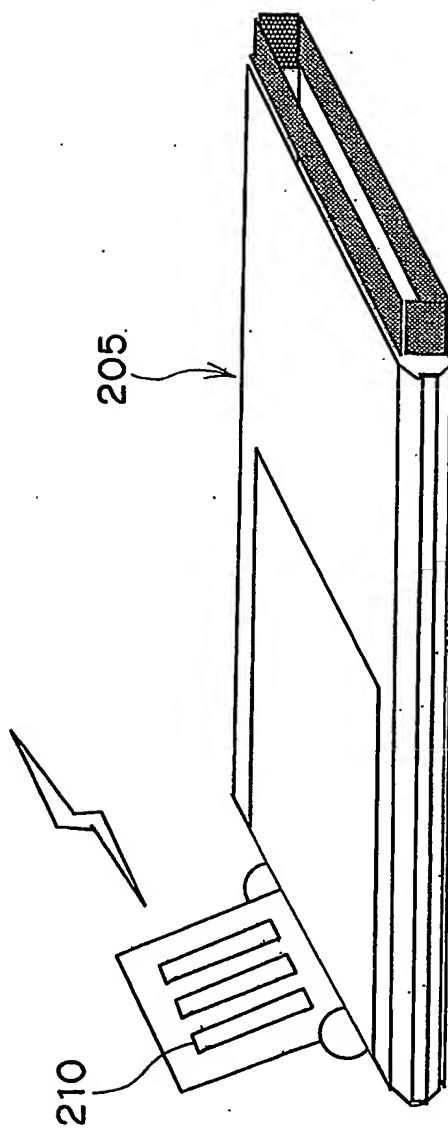


図34



32/47

図 36

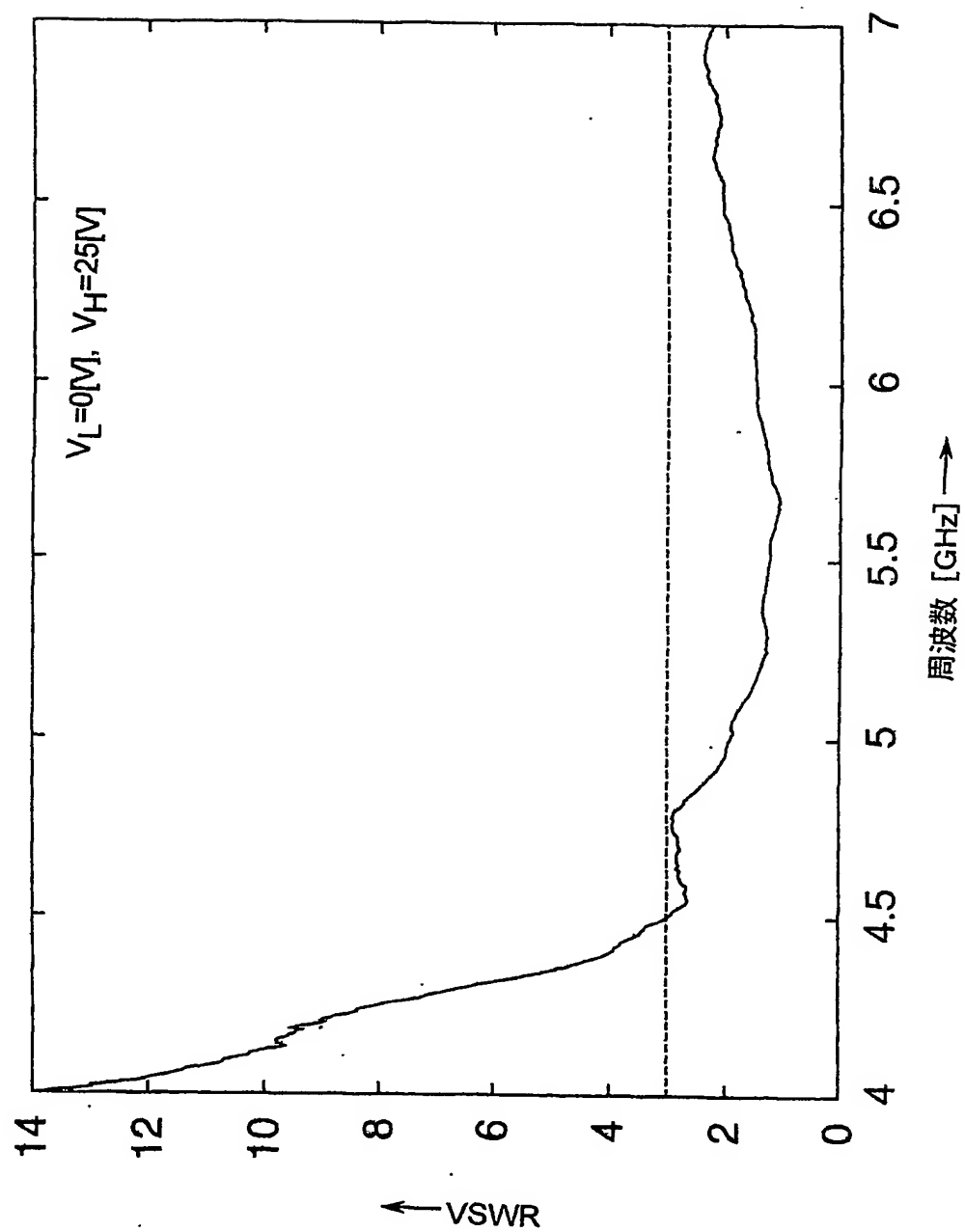
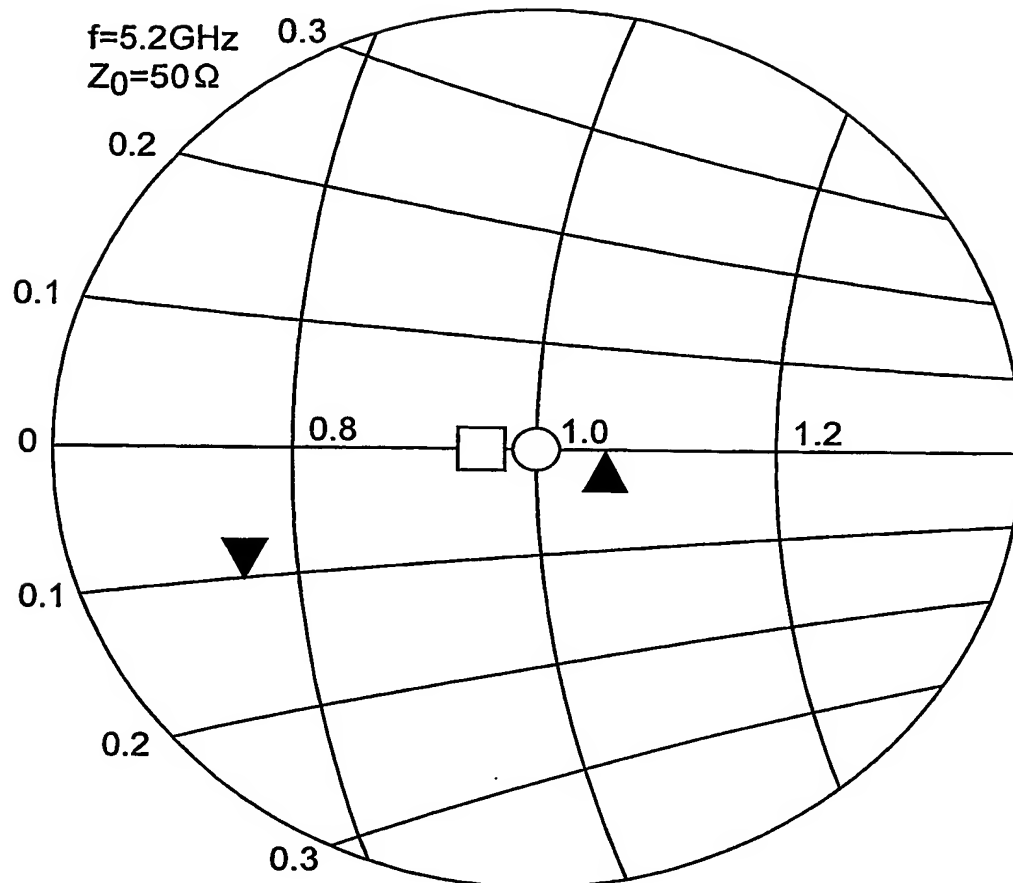


図37



- 3 素子アンテナ装置, $(V_1, V_2) = (0, 25)\text{[V]}$
- 3 素子アンテナ装置, $(V_1, V_2) = (25, 0)\text{[V]}$
- ▲ 2 素子アンテナ装置, $V = 25\text{[V]}$
- ▼ 2 素子アンテナ装置, $V = 0\text{[V]}$

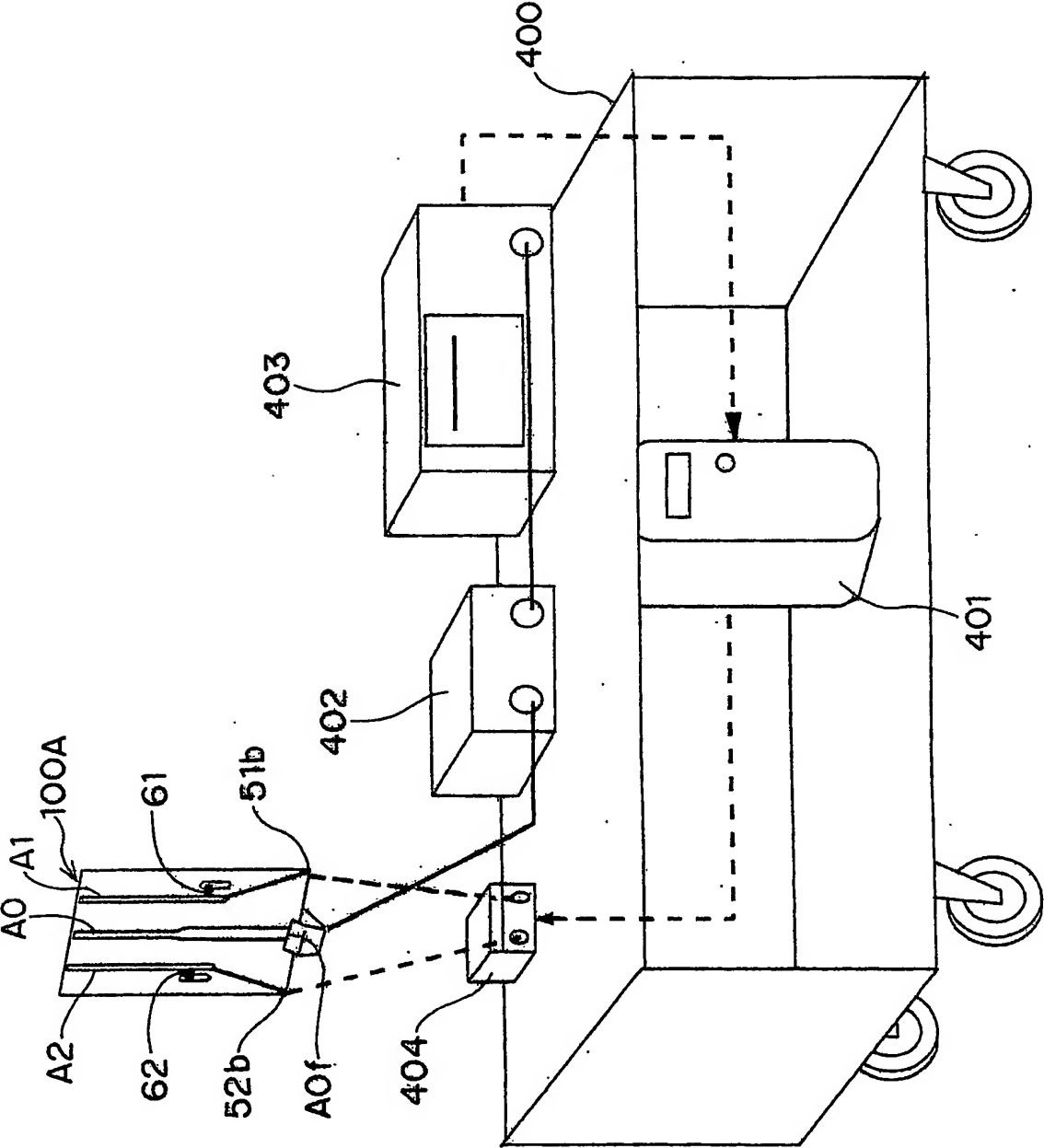


図 38

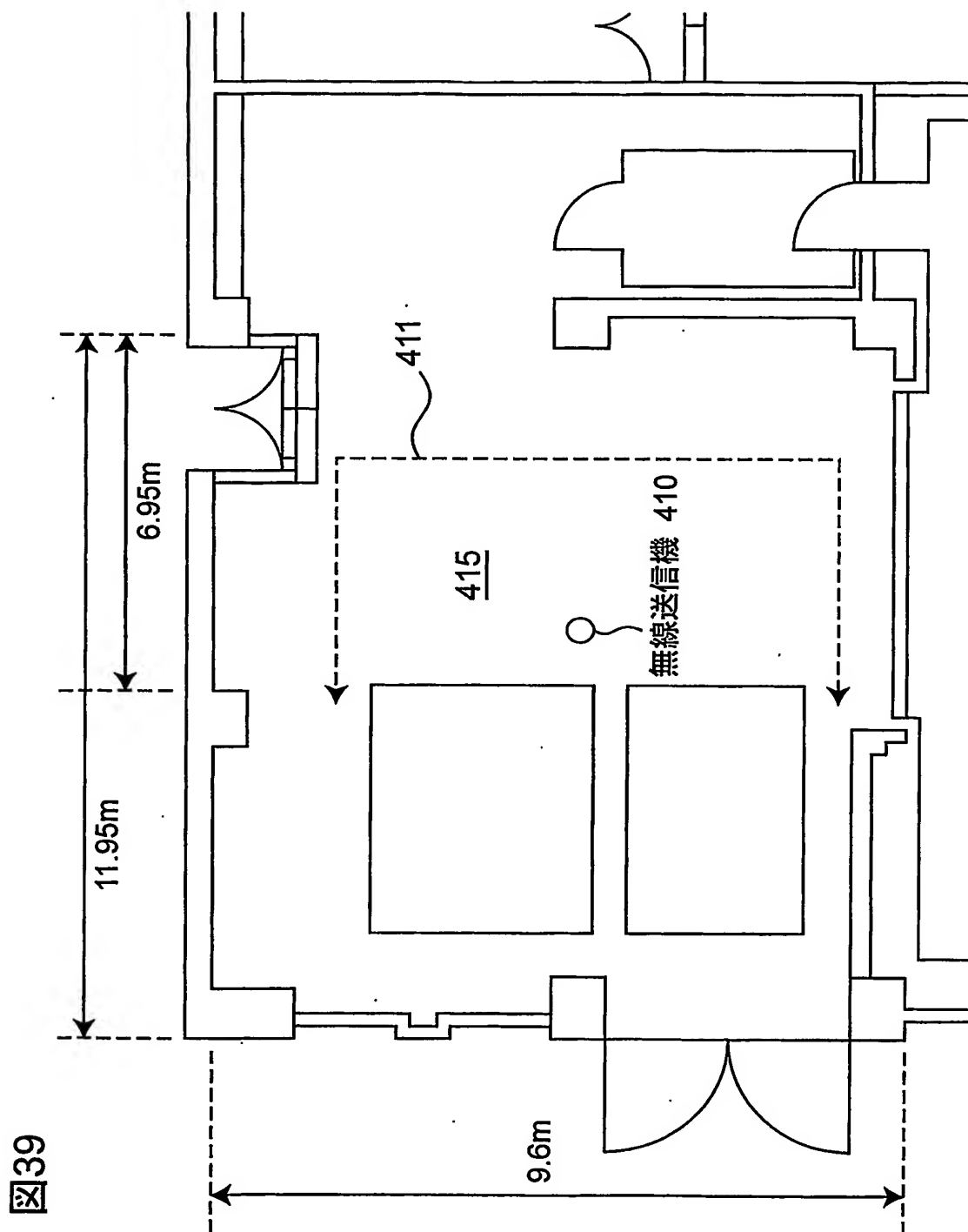


図40

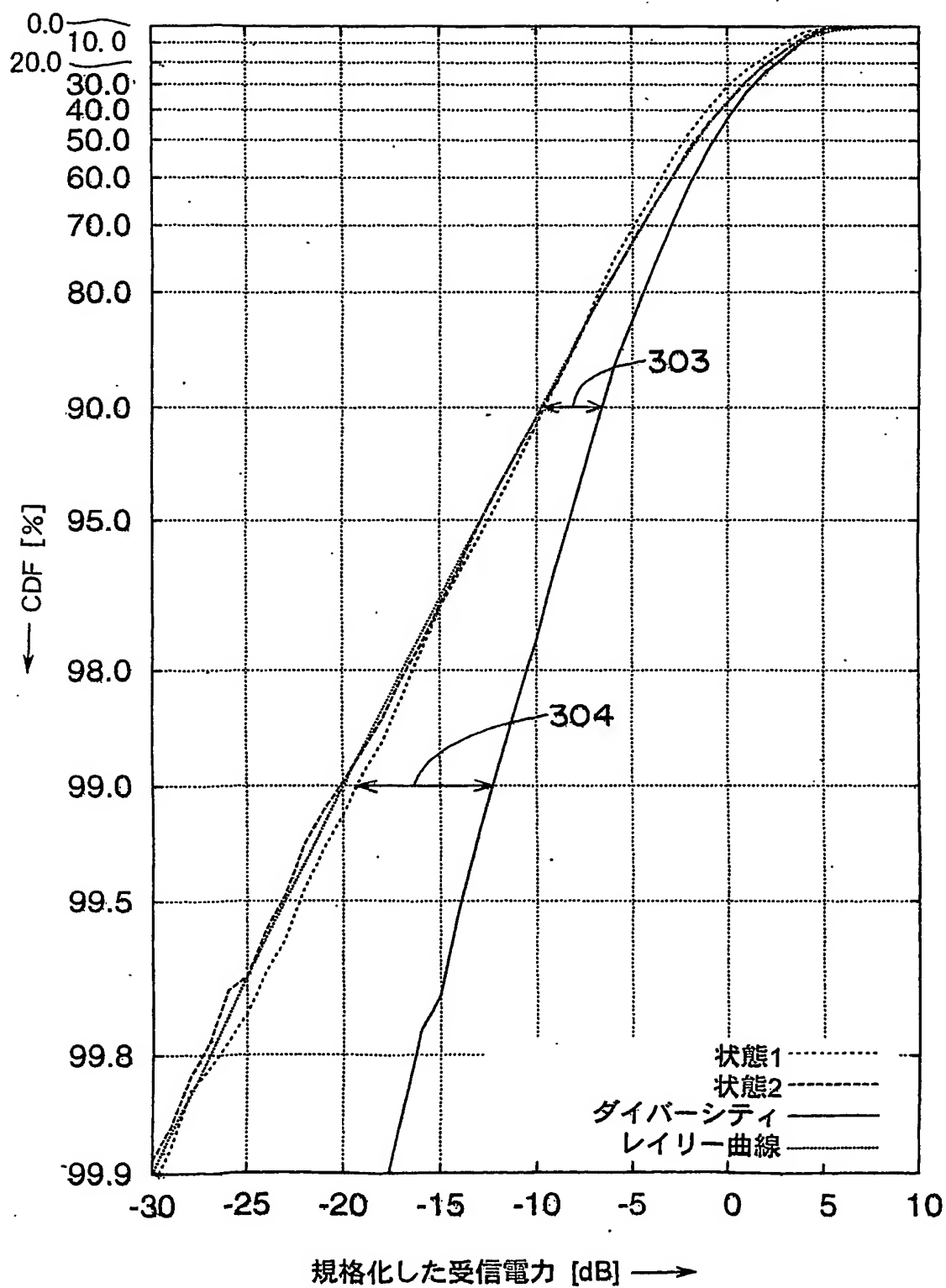


図4.1

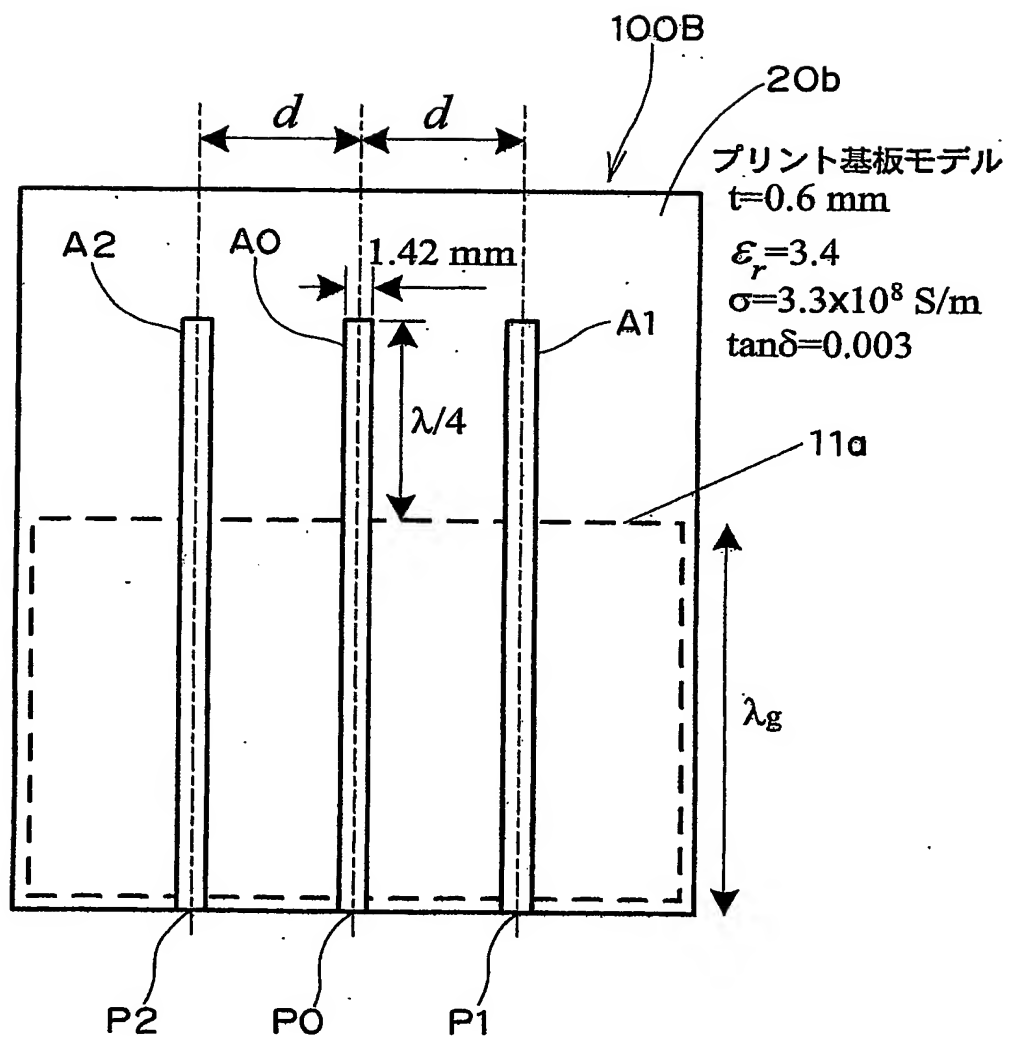


図42

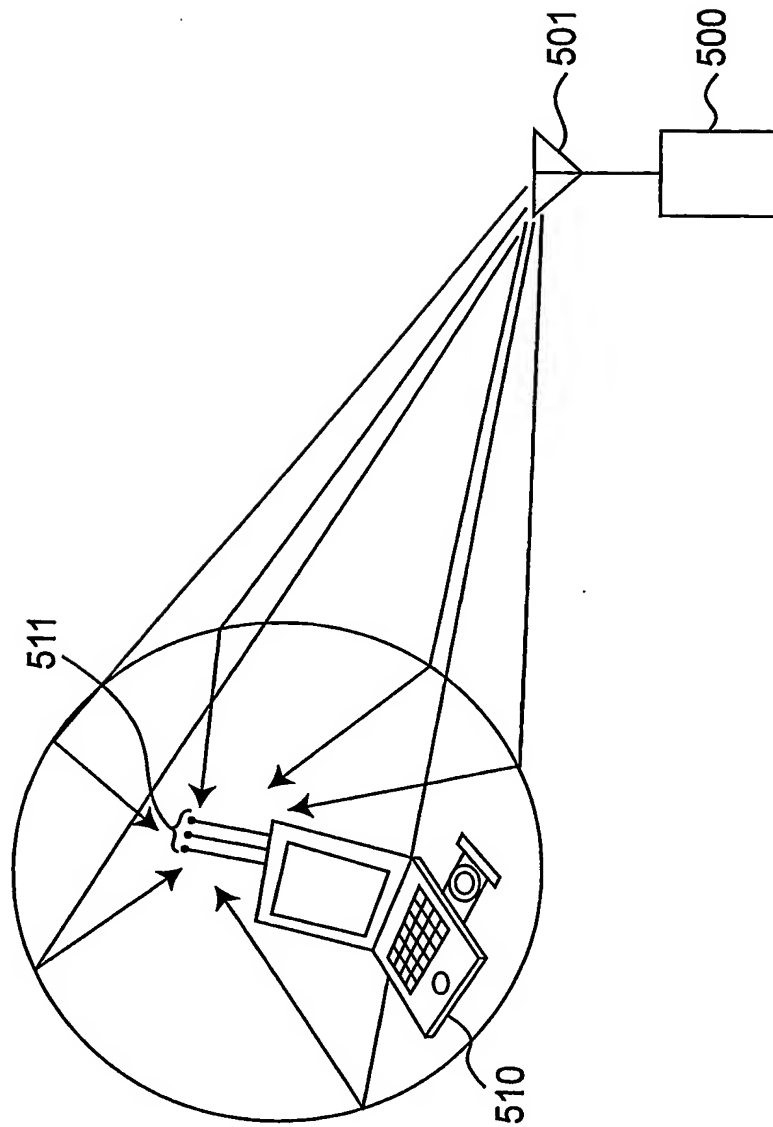


図43

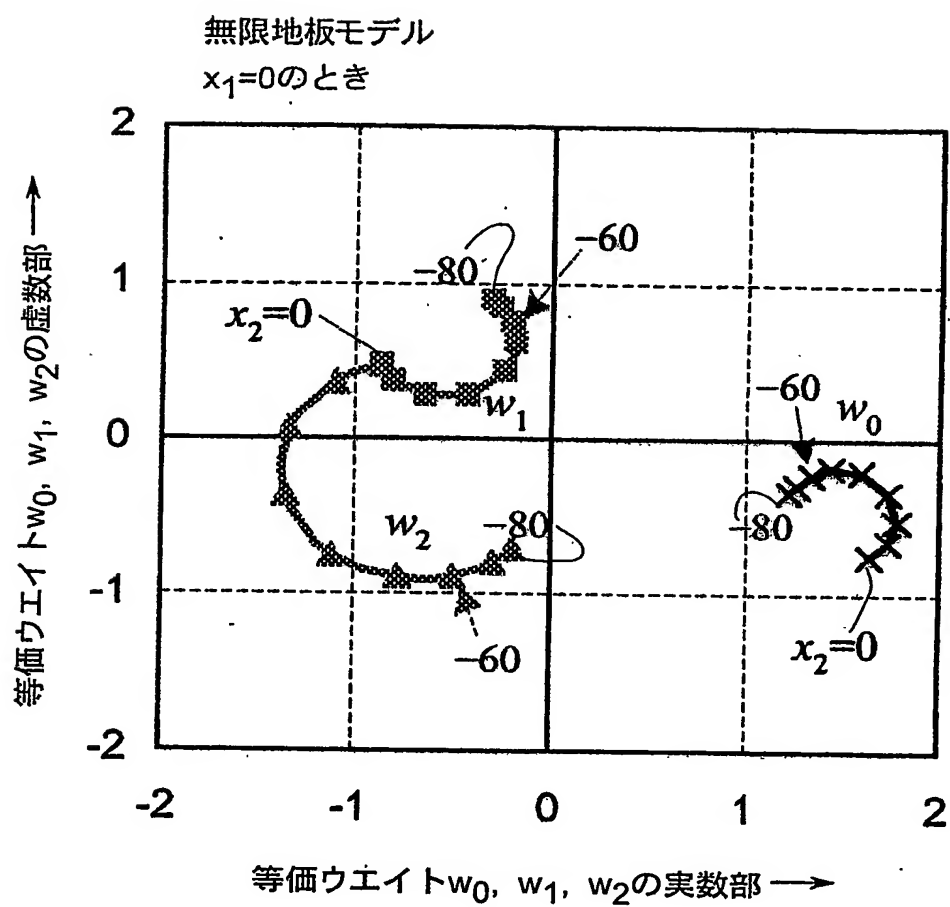


図44

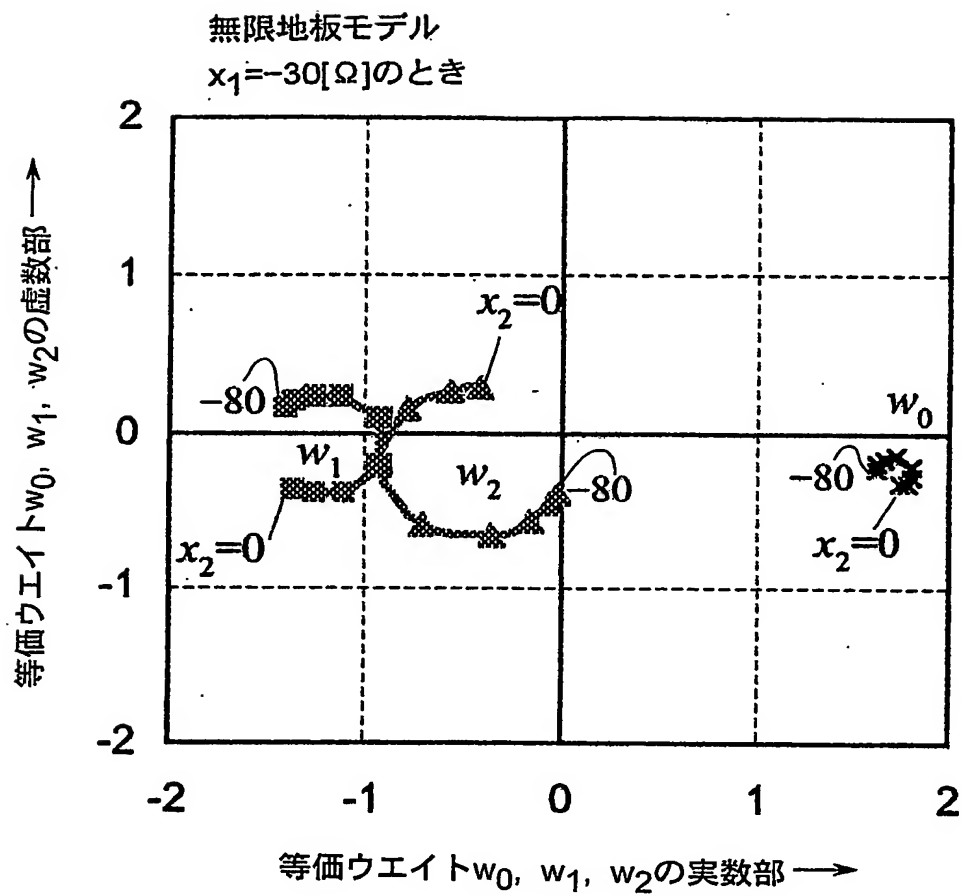


図45

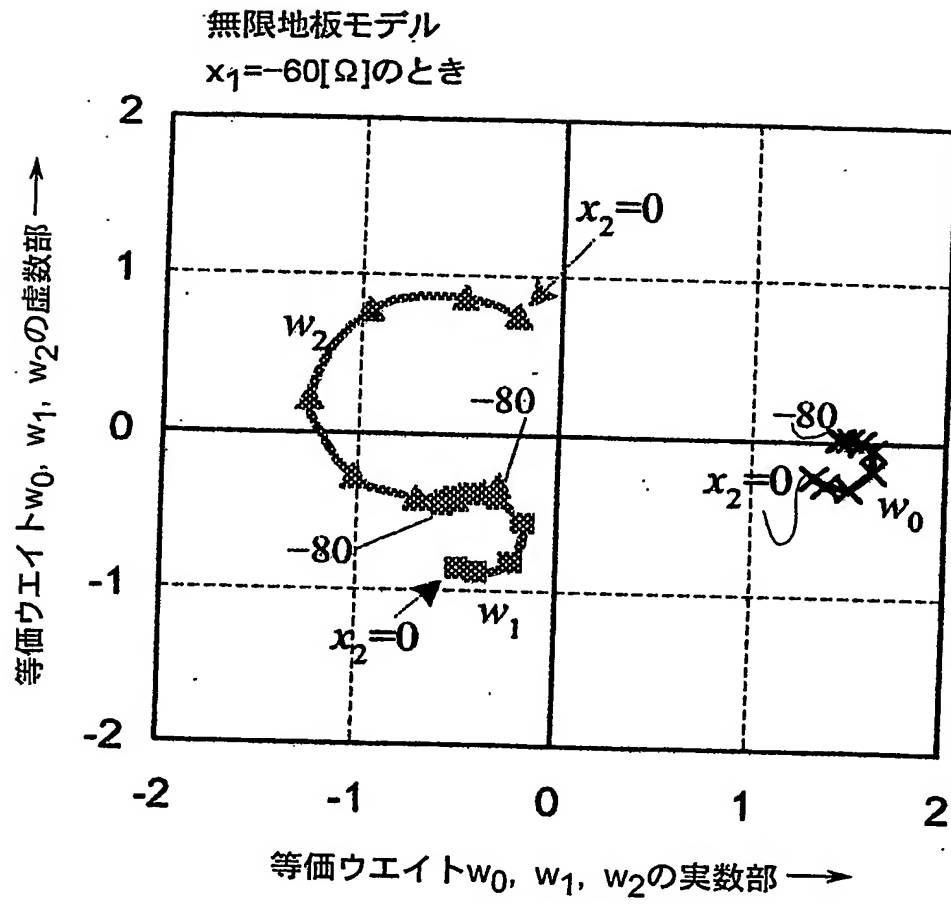


図46

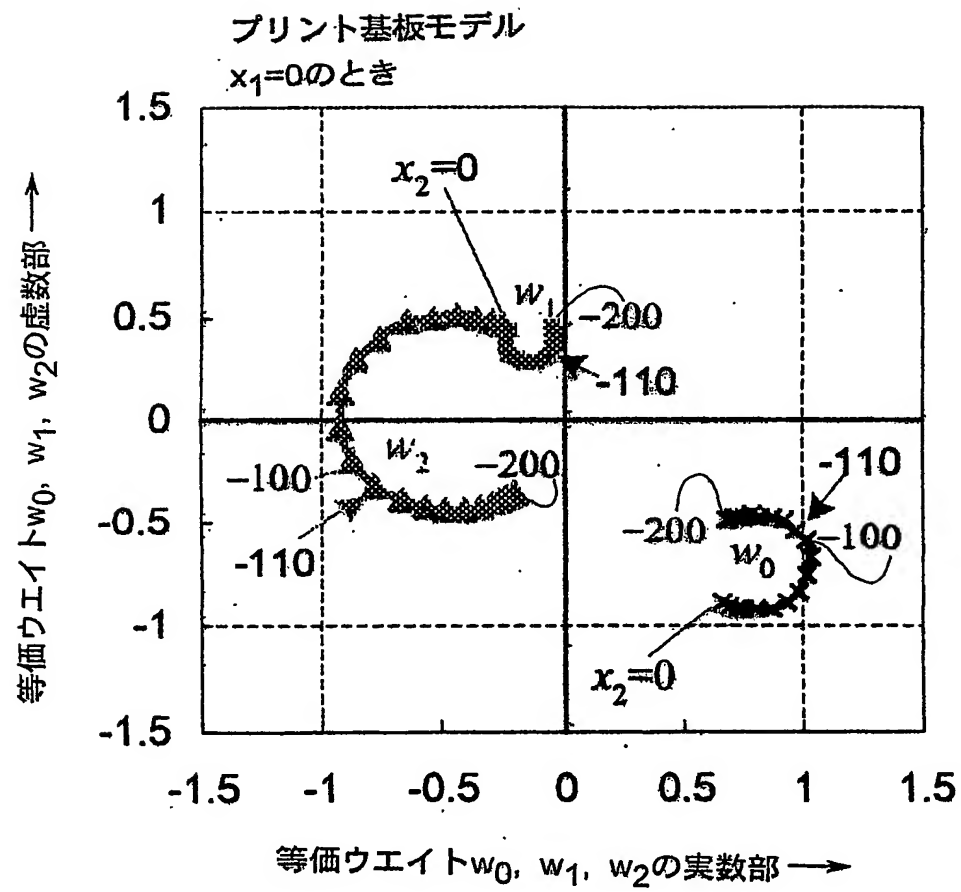


図47

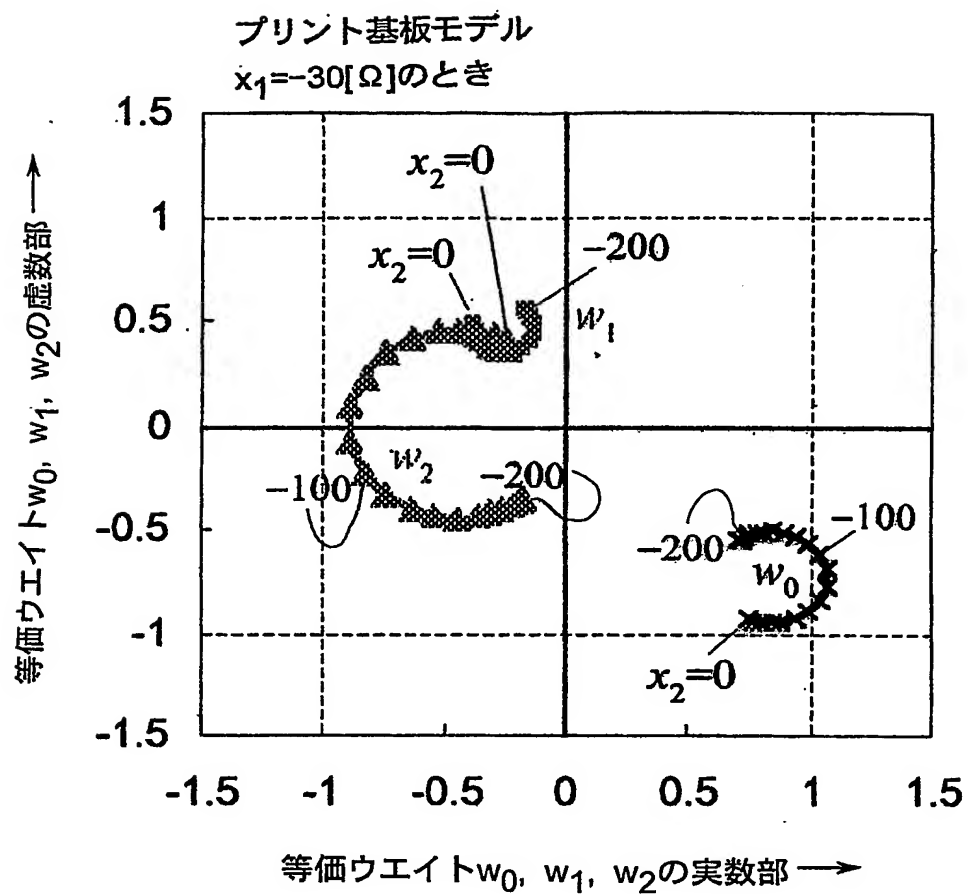
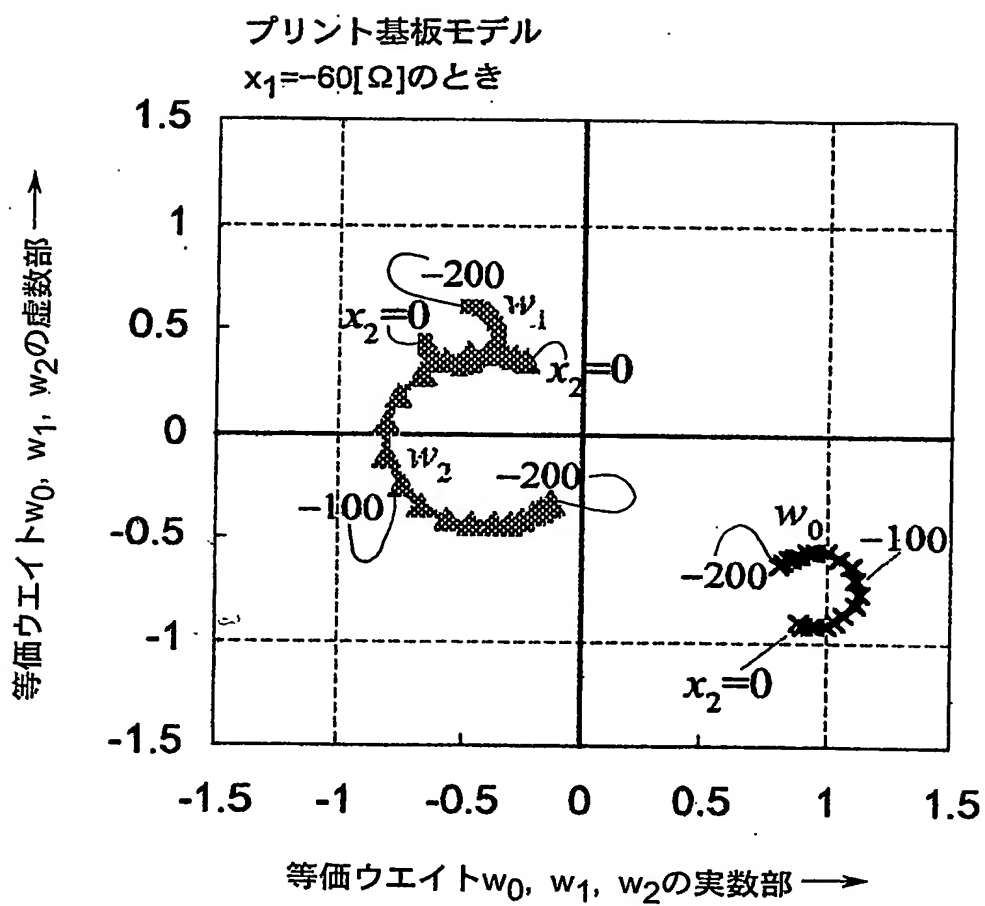


図48



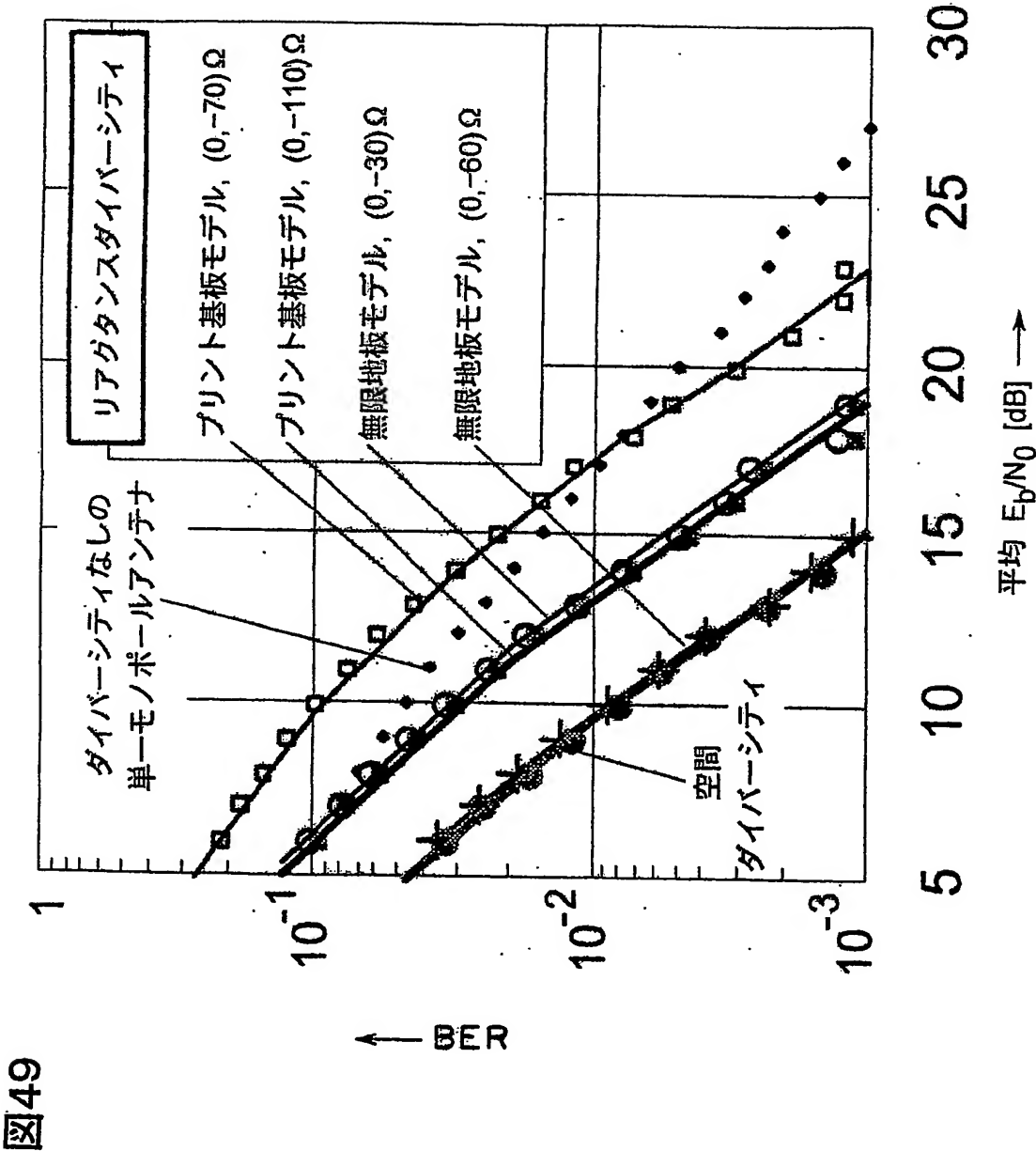
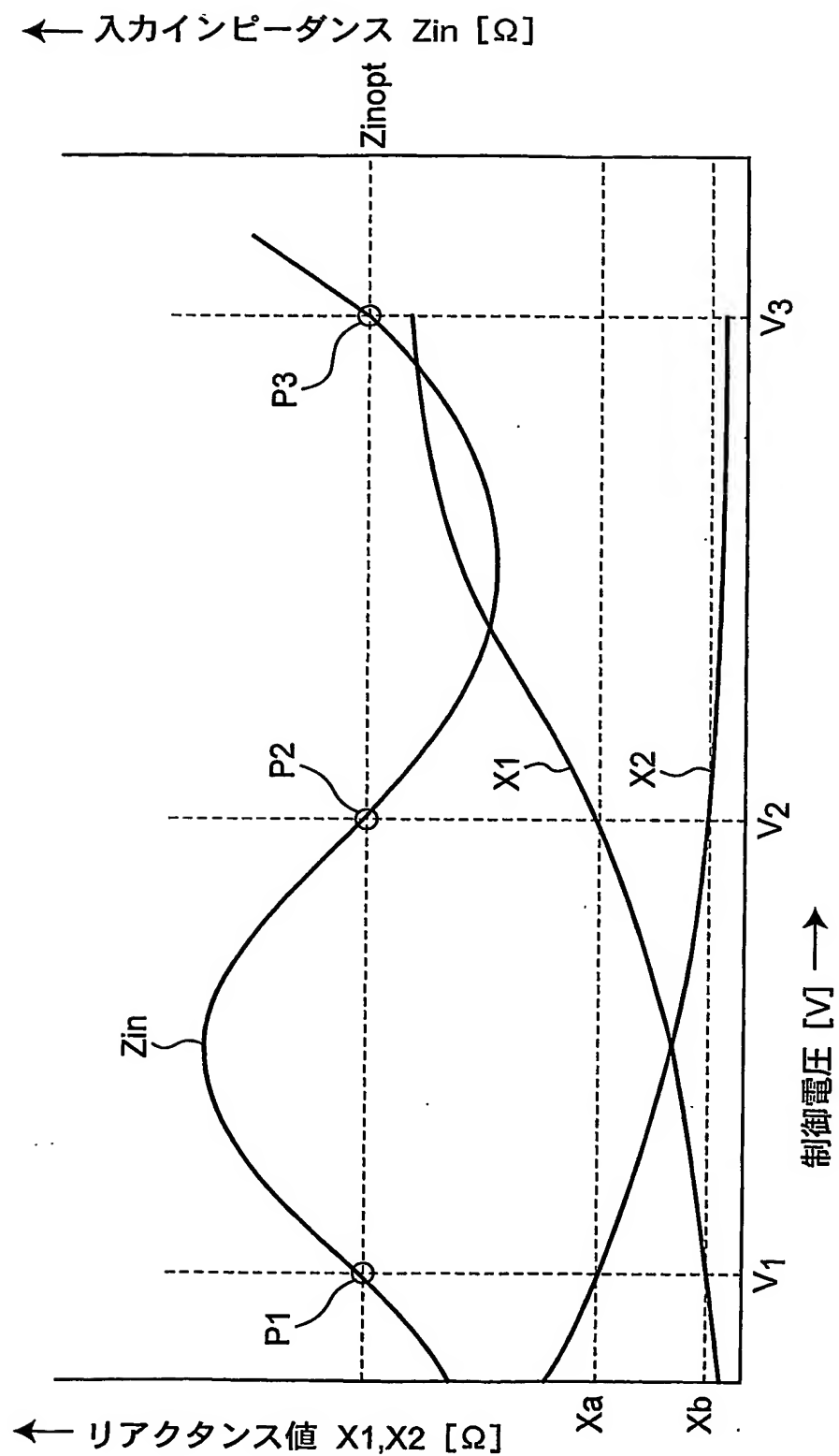


図50



47/47

図51

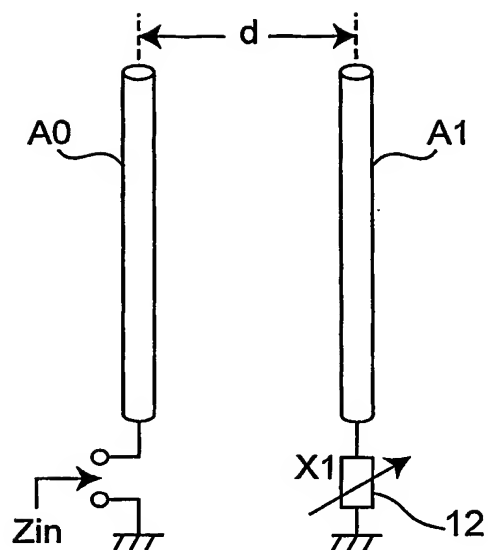
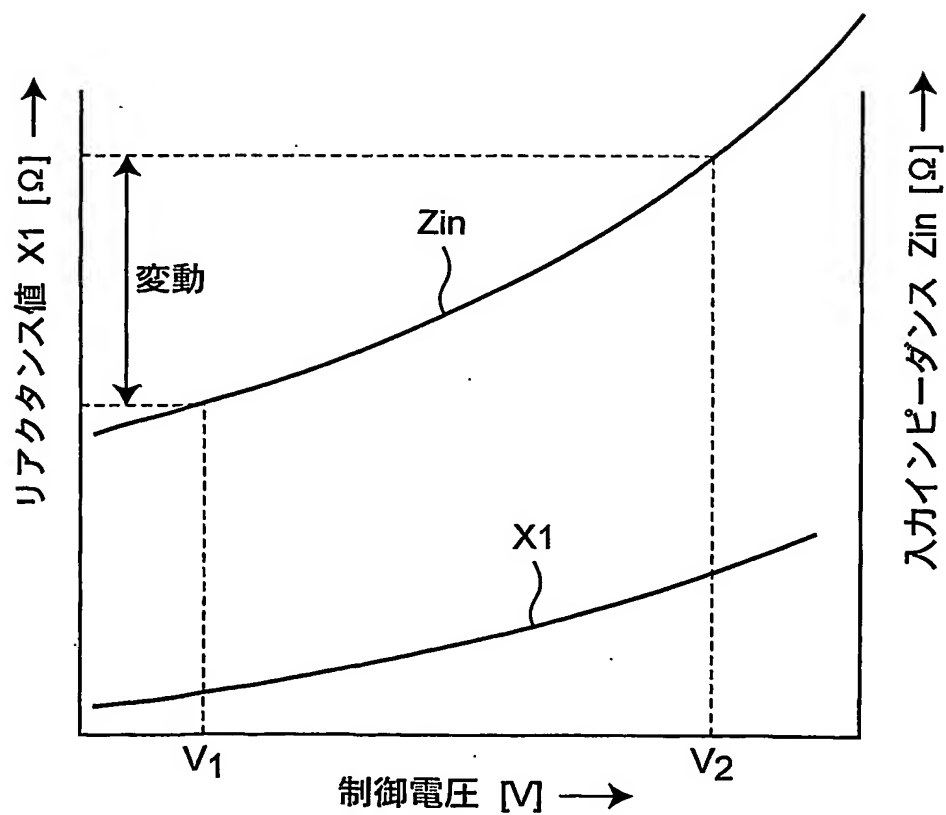


図52



664163

6/7

特許協力条約に基づく国際出願願書

原本(出願用)

VIII-5-1	不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て 不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て(規則4.17(v)及び51の2.1(a)(v)) 氏名(姓名)	本国際出願 に関し、 株式会社国際電気通信基礎技術研究所 は、本国際出願の請求項に記載された対象が以下のように開示されたことを申し立てる。
VIII-5-1(i)	開示の種類:	刊行物
VIII-5-1(ii)	開示の日付:	2002年 10月 11日 (11. 10. 2002)
VIII-5-1(iii)	開示の名称:	電子情報通信学会技術研究報告
VIII-5-1(i)	開示の種類:	その他: 学会発表
VIII-5-1(ii)	開示の日付:	2002年 10月 18日 (18. 10. 2002)
VIII-5-1(iii)	開示の名称:	社団法人電子情報通信学会アンテナ・伝播研究会
VIII-5-1(iv)	開示の場所:	福井県福井市福井大学
VIII-5-1(v)	本申立ては、次の指定国のためになされたものである。:	国内特許又は広域特許のためのJPの指定

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/000072

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H01Q3/44

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H01Q3/44, H01Q9/30

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2004	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y	Takashi ENOKI, "5GHz-Tai Keitai Tanmatsu Sector Antenna no Kirikae Hosha Tokusei", 2000 Nen The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Sogo Taikai Koen Ronbunshu 07 March, 2000 (07.03.00), B-1-75	1-6, 9-19 7, 8, 20-22
X Y	EP 1035614 A2 (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 13 September, 2000 (13.09.00), Full text; Figs. 1 to 29 & JP 2001-36337 A full text; Figs. 1 to 46 & US 6337668 B1	1-6, 9-19 7, 8, 20-22

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
24 March, 2004 (24.03.04)

Date of mailing of the international search report
13 April, 2004 (13.04.04)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/000072

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2002-111559 A (Hitachi Kokusai Electric Inc.), 12 April, 2002 (12.04.02), Par. No. [0078] (Family: none).	7, 8
Y	JP 2002-374116 A (Toyo Communication Equipment Co., Ltd.), 26 December, 2002 (26.12.02), Full text; Figs. 1 to 9 (Family: none)	20-22
A	JP 2002-261532 A (ATR Adaptive Communications Research Laborat), 13 September, 2002 (13.09.02), Full text; Figs. 1 to 22 (Family: none)	1-22
A	JP 2002-330019 A (Iwatsu Electric Co., Ltd.), 15 November, 2002 (15.11.02), Full text; Figs. 1 to 7 (Family: none)	20-22
A	EP 812026 A2 (INTERNATIONAL BUSINESS MASCHINES CORP.), 10 December, 1997 (10.12.97), Full text; Figs. 1 to 11 & JP 3294155 B2 full text; Figs. 1 to 11 & US 5767807 A1	1-22
A	JP 55-52603 A (Japan Radio Co., Ltd.), 17 April, 1980 (17.04.80), Full text; Figs. 1 to 4 (Family: none)	1-22

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H01Q3/44

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H01Q3/44、H01Q9/30

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年

日本国公開実用新案公報 1971-2004年

日本国登録実用新案公報 1994-2004年

日本国実用新案登録公報 1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	榎高志、5GHz帯携帯端末用セクタアンテナの切換放射特性、2000年電子情報通信学会総合大会講演論文集、2000.03.07、B-1-75	1-6、9-19
Y		7、8、20-22
X	EP 1035614 A2 (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.) 2000.09.13、全文、第1-29図 & JP 2001-36337 A、全文、第1-46図 & US 6337668 B1	1-6、9-19
Y		7、8、20-22

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

24.03.2004

国際調査報告の発送日

13.4.2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

新川 圭二

5 T

3 2 4 5

電話番号 03-3581-1101 内線 3526

C (続き). 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 2002-111559 A (株式会社日立国際電気) 2002.04.12、段落【0078】 (ファミリーなし)	7, 8
Y	JP 2002-374116 A (東洋通信機株式会社) 2002.12.26、全文、第1-9図 (ファミリーなし)	20-22
A	JP 2002-261532 A (株式会社エイ・ティ・アール環境適応通信研究所) 2002.09.13、全文、第1-22図 (ファミリーなし)	1-22
A	JP 2002-330019 A (岩崎通信機株式会社) 2002.11.15、全文、第1-7図 (ファミリーなし)	20-22
A	EP 812026 A2 (INTERNATIONAL BUSINESS MACHINES CORPORATION) 1997.12.10、全文、第1-11図 & JP 3294155 B2、全文、第1-11図 & US 5767807 A1	1-22
A	JP 55-52603 A (日本無線株式会社) 1980.04.17、全文、第1-4図 (ファミリーなし)	1-22